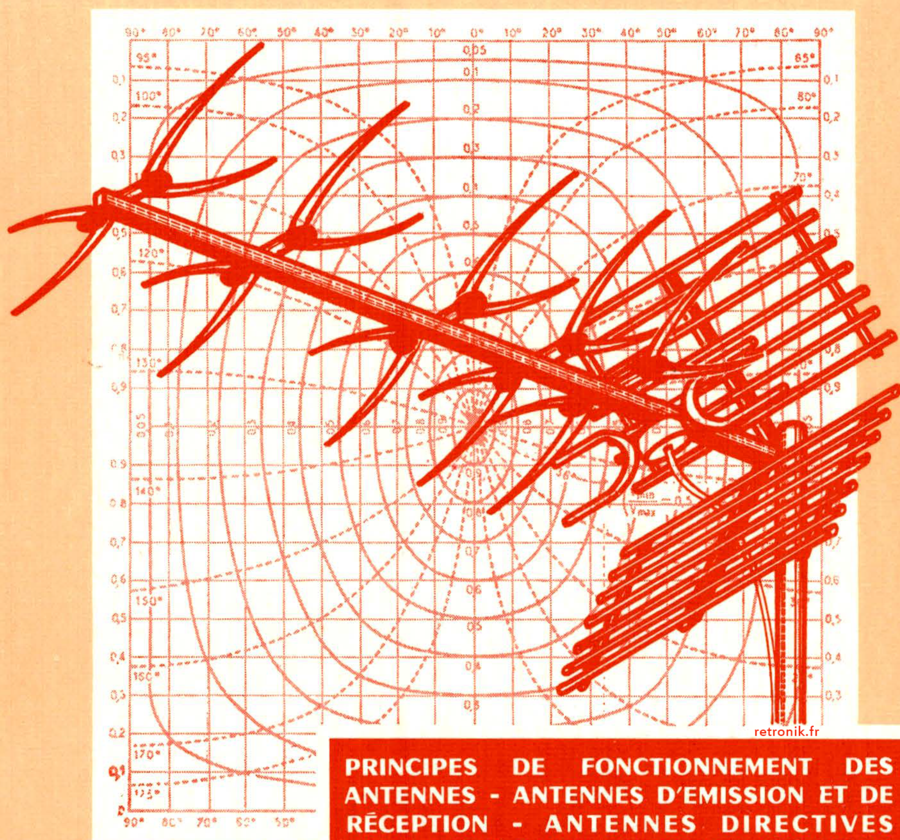
R. BRAULT
Ingénieur E.S.E.

R. PIAT
F3 XY

LES ANTENNES



PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES - ANTENNES D'EMISSION ET DE RÉCEPTION - ANTENNES DIRECTIVES ANTENNES POUR STATIONS MOBILES ANTENNES EN FERRITE - MESURES CONCERNANT LES ANTENNES - APPAREILS DE MESURES POUR LE RÉGLAGE DES ANTENNES

ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

LES ANTENNES

R. BRAULT, Ingénieur E.S.E.
et
R. PIAT, F3 XY

LES ANTENNES

8e ÉDITION
revue, augmentée et entièrement remise à jour

PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES - ANTENNES D'EMISSION ET DE RÉCEPTION - ANTENNES DIRECTIVES ANTENNES POUR STATIONS MOBILES ANTENNES EN FERRITE - MESURES CONCERNANT LES ANTENNES - APPAREILS DE MESURES POUR LE RÉGLAGE DES ANTENNES

Diffusion :
AGENCE PARISIENNE DE DISTRIBUTION
43, Rue de Dunkerque — 75010 PARIS

1975

Autres ouvrages de Robert Piat
édités par E.T.S.F. :

VHF A TRANSISTORS

200 MONTAGES ONDES COURTES

LA RECEPTION ET L'EMISSION D'AMATEURS A LA PORTEE DE TOUS
(en collaboration avec Fernand HURÉ, F3RH)

Autres ouvrages de Raymond Brault édités par E.T.S.F. :

COMMENT CONSTRUIRE BAFFLES ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

COMMENT CONSTRUIRE UN ALLUMAGE ELECTRONIQUE

ELECTRICITE - ELECTRONIQUE - SCHEMAS (4 tomes)

ELECTRONIQUE POUR ELECTROTECHNICIENS

AVANT-PROPOS

Cet ouvrage, le premier en France à traiter des « Antennes » en est, actuellement, à sa huitième édition et son succès ne s'est jamais démenti car, il a toujours fait part à ses lecteurs des dernières nouveautés, grâce à une remise à jour, à chaque nouvelle édition. Nous avons fait cette remise à jour en essayant de donner le maximum de documentation, tout en conservant à cet ouvrage son prix très bas, compte tenu de la matière qu'il contient.

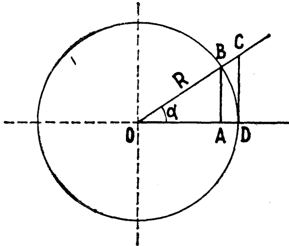
Nous avons eu pour souci constant de mettre à la portée de tous, les grands principes qui régissent le fonctionnement des antennes et de permettre à nos lecteurs de réaliser et de mettre au point les nombreux dispositifs qui y sont décrits grâce à une description détaillée de ces dispositifs et à de nombreux tours de main, fruits d'une longue expérience.

Les précédentes éditions contenaient un chapitre concernant les antennes destinées à la réception des émissions de télévision. Nous avons supprimé ce chapitre car, à l'heure actuelle, on trouve, dans le commerce, des antennes efficaces et d'un prix suffisamment bas pour décourager un amateur qui penserait à en fabriquer lui-même et, d'autre part, les antennes T.V. étant régies par les mêmes principes que les autres, les amateurs de DX T.V. pourront adapter les systèmes d'antennes décrits à ce type particulier de réception.

Nous pensons que cette nouvelle édition, véritable encyclopédie des « Antennes », continuera, comme ses devancières, à combler les désirs des amateurs émetteurs et récepteurs en leur permettant d'améliorer leurs performances et à satisfaire les besoins des professionnels en complétant leurs connaissances dans ce domaine particulier des antennes.

Roger PIAT - Raymond BRAULT.

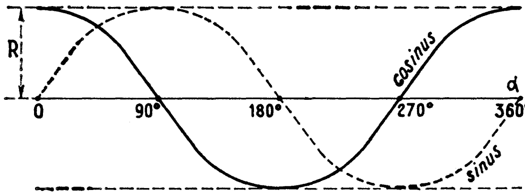
Rappel de quelques notions de trigonométrie et d'électricité nécessaires à la compréhension de cet ouvrage



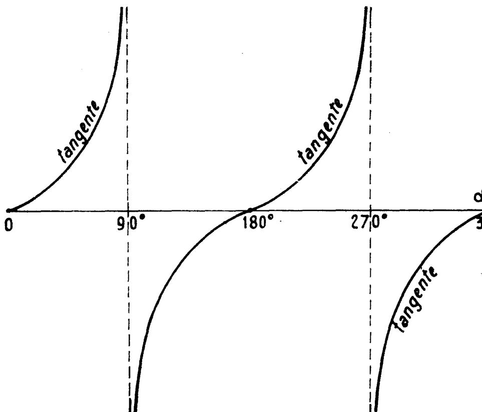
$$\sin \alpha = \frac{AB}{R}$$

$$\cos \alpha = \frac{OA}{R}$$

$$tg\ \alpha = \frac{CD}{R} = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}$$



Représentation des fonctions sinus et cosinus en fonction de l'angle α



Représentation de la fonction tangente en fonction de l'angle α

Courant continu

Loi d'ohm : $V = RI$ (V en volts, R en ohms, I en ampères).

Puissance : $W = RI^2 = \dfrac{V^2}{R}$ (W en watts).

Résistance d'un conducteur : $R = \rho \dfrac{l}{s}$ (R en ohms, ρ en ohms par cm de longueur et cm² de section, l en cm, s en cm²).

Résistances en série : $R = R_1 + R_2$.

Résistances en parallèle : $\dfrac{1}{R} = \dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}$, $R = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Courant alternatif

L inductance : en série, $L = L_1 + L_2$; en parallèle, $\dfrac{1}{L} = \dfrac{1}{L_1} + \dfrac{1}{L_2}$,

C capacité : en série $\dfrac{1}{C} = \dfrac{1}{C_1} + \dfrac{1}{C_2}$; en parallèle, $C = C_1 + C_2$.

Réactance d'une self-inductance : $L\omega$.

Réactance d'une capacité : $\dfrac{1}{C\omega}$.

Résonance pour $\omega^2 LC = 1$ ou $T = 2\pi\sqrt{LC}$: $f = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; $\omega = 2\pi f$

(f = fréquence en hertz, L en henrys, C en farads).

Résistance et inductance en série :

Impédance résultante, $Z = R^2 + L^2\omega^2$; déphasage $\cos\varphi = \dfrac{R}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$.

Résistance et capacité en série :

Impédance résultante, $Z = \sqrt{R^2 + \dfrac{1}{C^2\omega^2}}$; $\cos\varphi = \dfrac{R}{\sqrt{R + \dfrac{1}{C^2\omega^2}}}$.

Résistance, inductance et capacité en série :

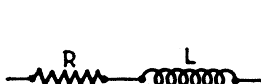
Impédance résultante, $Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \dfrac{1}{C\omega}\right)^2}$; $\cos\varphi = \dfrac{R}{Z}$.

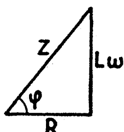
Résistance et inductance en parallèle :

$$\text{Impédance résultante, } Z = \frac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{R^2} + \dfrac{1}{L^2\omega^2}}}\ ; \quad \cos\varphi = \frac{R}{Z}.$$

Résistance et capacité en parallèle :

$$\text{Impédance équivalente, } Z = \frac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{R^2} + C^2\omega^2}}\ ; \quad \cos\varphi = \frac{R}{Z}.$$

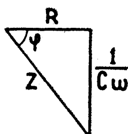




$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$$

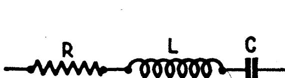
$$\cos\varphi = \frac{R}{Z}$$

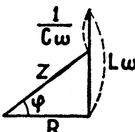




$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$$

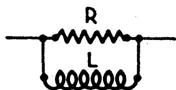
$$\cos\varphi = \frac{R}{Z}$$

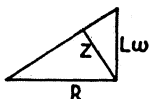




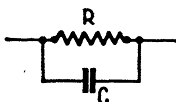
$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

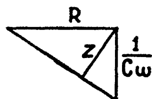
$$\cos\varphi = \frac{R}{Z}$$





$$Z = \frac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{R^2} + \dfrac{1}{L^2\omega^2}}}$$





$$Z = \frac{1}{\sqrt{\dfrac{1}{R^2} + C^2\omega^2}}$$

Courant efficace : $I_e = \dfrac{I\ maximum}{\sqrt{2}}$

Tension efficace : $V_e = \dfrac{V\ max}{\sqrt{2}}$

Puissance wattée : $V_e \,.\, I_e \,.\, \cos\varphi$

Puissance déwattée : $V_e \,.\, I_e \,.\, \sin\varphi$

Longueur d'onde λ : chemin parcouru par une onde pendant la durée d'une période (à la vitesse de la lumière, soit 300 000 km à la seconde).

Période T *:* durée d'une oscillation complète en secondes.

Fréquence f *:* nombre d'oscillations complètes par seconde.

Pulsation : ω.

On a les relations suivantes :

$$\lambda m = \frac{300\,000\,000}{f \text{ hertz}} = \frac{300}{f \text{ en MHz}}$$

$$T = \frac{1}{f}$$

$$\omega = 6{,}28\, f$$

Imaginaires

Si un vecteur est dirigé dans une direction et a pour valeur $+a$ et qu'on lui fasse faire une rotation de 180°, il devient $-a$. La rotation de 180° correspond à une multiplication par -1

$$+a\,(-1) = -a$$

Une rotation de 90° se traduit par une multiplication par $\sqrt{-1}$, c'est le nombre j base du calcul imaginaire. En orientant le sens de la rotation, multiplier par j reviendra à faire tourner le vecteur de 90° dans le sens positif ; multiplier par $-j$ reviendra à le faire tourner de 90° dans le sens opposé. L'expression $R + j\,L\,\omega$ signifie que le vecteur $L\,\omega$ est perpendiculaire au vecteur R en tournant dans le sens positif.

$R - \dfrac{j}{C\omega}$ signifie que le vecteur $\dfrac{1}{C\omega}$ est perpendiculaire à R mais en sens inverse du précédent.

Moyennant cette convention on peut appliquer au courant alternatif les mêmes lois qu'on applique au courant continu.

Le décibel

Le rapport des puissances s'exprime en *décibels* (en abrégé dB).

Si un amplificateur reçoit une puissance W_e à l'entrée et donne à sa sortie une puissance W_s, le rapport des puissances est $\dfrac{W_s}{W_e}$; c'est aussi le gain en puissance.

Si ce gain est égal à 100, l'amplification ne donnera pas l'impression d'être 100 fois plus puissante ; le rapport des effets physiologiques produit par l'amplificateur de puissance W_1 et l'amplificateur de puissance W_2 sera égal au rapport de leur logarithme.

Le logarithme décimal du rapport $\frac{W_2}{W_1}$ s'exprime en *bels*, mais on emploie plutôt son sous-multiple, le déci*bel*, qui en est la dixième partie.

Nous donnons une table qui permet de convertir des rapports de puissances en décibels et réciproquement. Comme souvent c'est un rapport de tension qui est intéressant et non un rapport de puissance, nous donnons également la relation entre décibels et rapports de tension. La puissance étant proportionnelle au carré de la tension on a

$$\log \frac{W_2}{W_1} = 2 \log \frac{V_2}{V_1} \quad \text{et} \quad \log \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{2} \log \frac{W_2}{W_1}$$

Rapports de puissance, de tension et décibels

dB	Gain en puissance	Gain en tension ou courant	Affaiblissement en puissance	Affaiblissement en tension ou courant
1	1,26	1,12	0,79	0,89
2	1,58	1,26	0,63	0,79
3	1,99	1,41	0,5	0,7
4	2,51	1,58	0,4	0,63
5	3,16	1,78	0,31	0,56
6	3,98	1,99	0,25	0,5
7	5,01	2,24	0,2	0,44
8	6,31	2,51	0,16	0,40
9	7,94	2,82	0,12	0,35
10	10	3,16	0,10	0,31
11	12,6	3,55	0,079	0,28
12	16	4	0,0625	0,25
13	20	4,47	0,05	0,224
14	25	5	0,04	0,2
15	32	5,65	0,031	0,177
16	40	6,32	0,025	0,158
17	50	7,07	0,02	0,141
18	63	7,95	0,0156	0,126
19	80	8,94	0,0125	0,112
20	100	10	0,01	0,1
30	1.000	31,6	0,001	0,03
40	10.000	100	0,0001	0,01
50	100.000	316	0,00001	0,003

Ainsi un gain de 20 dB correspond à un rapport de puissance de 100 puisque

$$10 \log 100 = 20 \text{ (10 provient du fait que 1 bel = 10 dB)}$$

et à un rapport de tension de 10 puisque

$$\frac{1}{2} 10 \log 100 = 10$$

Les gains en dB s'ajoutent, les pertes se retranchent. On retrouve l'avantage des logarithmes de remplacer des multiplications par des additions, des divisions par des soustractions, etc.

Si on a un gain de 5 dB, la puissance est multipliée par 3,16, la tension ou le courant par 1,78. Si on a une perte de 5 dB, la puissance est divisée par 3,16 ou multipliée par 0,31 ; la tension ou le courant sont divisés par 1,78 ou multipliés par 0,56.

Abréviations utilisées dans cet ouvrage

V : tension en volts.

I : intensité du courant en ampères. (Pour simplifier, on utilisera souvent courant au lieu de intensité du courant.)

R : résistance ohmique en ohms.

Z : impédance.

L : self-inductance.

C : capacité.

M : (méga) = 1 000 000.

k : (kilo) = 1 000 ; kΩ = 1 000 ohms ; kc = kilocycle ; kHz = kilohertz.

p : (pico) = 10^{-12}.

m : (milli) = $\frac{1}{1\,000}$

F : farads.

Ω : ohms.

A : ampères.

V : volts.

H : henrys.

MΩ : mégohms.

pF : picofarads.

MHz : mégahertz.

HF : haute fréquence.

dB : décibel.

ROS : rapport d'ondes stationnaires ou taux d'ondes stationnaires (T.O.S.).

TBF : très basses fréquences 0 à 30 kHz.

BF : basses fréquences 30 à 300 kHz.

MF : moyennes fréquences 300 kHz à 3 MHz.

HF : hautes fréquences 3 MHz à 30 MHz.

VHF ou THF : très hautes fréquences 30 MHz à 300 MHz.

UHF : ultra-hautes fréquences 300 MHz à 3 000 MHz.

SHF : super-hautes fréquences 3 000 MHz à 30 000 MHz.

Il s'agit là de fréquences destinées aux transmissions radio-électriques (d'après des conventions internationales).

CHAPITRE PREMIER

LA PROPAGATION DES ONDES

Les ondes utilisées en radio se propagent à la vitesse de la lumière, soit 300 000 km à la seconde, en créant à un endroit donné une énergie qui varie constamment, se raréfiant ou croissant à une certaine fréquence.

Ces ondes, comme les ondes lumineuses, peuvent se réfléchir ou se réfracter. La réflexion peut se produire soit sur les couches ionisées de la haute atmosphère soit sur des objets présentant une différence de constante diélectrique avec le milieu environnant.

Dans les radars, les ondes à très haute fréquence (de 300 à 30 000 MHz) se réfléchissent sur des obstacles tels que : arbres, bâtiments, avions, bateaux, etc.

Les ondes de fréquences plus courtes contournent ces obstacles (ondes longues). De même que pour les rayons lumineux, il peut se produire une réfraction, c'est-à-dire qu'au lieu de se propager en ligne droite, les ondes se trouvent coudées à l'endroit où existe une séparation entre deux milieux de constantes diélectriques différentes.

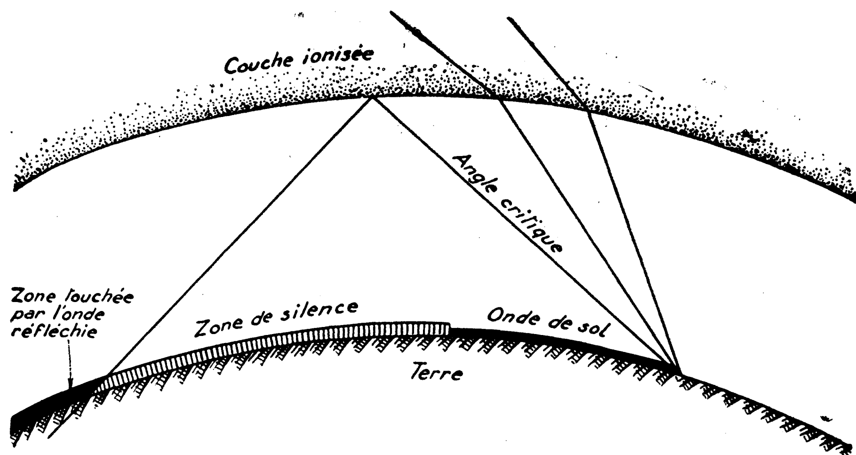


FIG. I-1. — *Représentation schématique de la propagation sur ondes courtes.*

De l'angle sous lequel l'onde attaque les couches ionisées dépend la direction de l'onde réfléchie. La comparaison avec les miroirs permet de se faire une idée de ce qui se passe.

Donc, lorsqu'un faisceau d'ondes rencontre les couches ionisées, suivant la valeur de l'angle d'incidence, il y a réflexion ou réfraction. Dans le premier cas, l'onde rejoint le sol ; dans le second cas, elle ne peut le rejoindre, à moins qu'elle ne se réfléchisse, par la suite, sur une couche conductrice plus élevée.

Les ondes ne revenant au sol qu'à partir d'un certain angle d'incidence (celui pour lequel se produit la réflexion), on conçoit qu'une partie de l'espace n'est pas touchée par elles.

Les ondes paraissent faire un bond avant de retomber. C'est ce que les Anglo-Américains appellent « skip distance » ou « skip », qu'on traduit par « bond ». La distance de l'émetteur au pays le plus rapproché de celui-ci qui commence à recevoir les ondes réfléchies est délimitée par une zone de silence, déduction faite d'une petite zone couverte par l'onde de sol (fig.I-1).

Cette zone de silence varie avec l'ionisation de la haute atmosphère qui, elle-même, est fonction de l'heure et de la saison.

On est d'ailleurs en mesure actuellement de prévoir les heures auxquelles il sera possible d'atteindre tel ou tel pays, en utilisant telle ou telle fréquence.

Ces prédictions de propagation ne sont pas ignorées de ceux qui expérimentent les possibilités de certaines très hautes fréquences encore mal connues.

On voit que, pour qu'il y ait réflexion, il faut que l'angle sous lequel se fait le rayonnement soit peu incliné sur l'horizon. C'est ce qui explique que le DX est atteint par un rayonnement voisin de l'horizontale. Ce rayonnement est favorisé par les antennes à plusieurs éléments dans un plan horizontal. (Voir chapitre V). (DX : liaison radio à grande distance.)

On comprend aussi que le rayonnement horizontal d'une antenne bien dégagée n'est pas absorbé par les obstacles qui environnent celle-ci.

Propagation des ondes en VHF et UHF

Depuis de nombreuses années, les amateurs passionnés de recherche se sont tournés vers des bandes VHF et UHF de 144 MHz, 432 MHz, 1 296 MHz, etc. que la réglementation en vigueur leur permet d'utiliser pour leurs essais. Parallèlement, la transmission des images exigeant des bandes de fréquences de plusieurs mégahertz ne pouvait se réaliser que sur des fréquences grandes par rapport à la largeur de bande nécessaire et il a fallu recourir aux mêmes VHF et UHF dont le spectre a été divisé en canaux désignés par des numéros d'ordre d'autant plus élevés que la fréquence est elle-même plus chaude. Ces ondes se propagent à la façon de la lumière, c'est-à-dire en ligne droite et sont arrêtées par les obstacles ou réfléchies sur eux. Ce mode de propagation, outre qu'il limite la zone balayée par un émetteur, oblige à capter les ondes à l'endroit le mieux dégagé des obstacles, c'est-à-dire sur le toit. Le souffle, entendu en fond sonore, l'écoute d'une émission reçue dans de mauvaises conditions, se traduit, sur une image, par l'apparition de petites taches brillantes plus ou moins grosses qui enlèvent toute netteté à l'image et empêchent d'en apprécier les détails. Le rapport signal-souffle peut être amélioré par une bonne installation d'antenne et par un perfectionnement des étages d'entrée des récepteurs ainsi que des circuits qui leur sont associés. L'antenne peut jouer un rôle considérable dans l'amélioration des résultats obtenus notamment à grande distance de l'émetteur ou dans une zone très parasitée.

Les antennes à éléments parasites sont à peu près universellement employées.

Les modèles sont très variés. Il est en effet de nombreux paramètres sur lesquels on peut agir : nombre d'éléments parasites, longueur de ces éléments, espacement entre éléments, mode d'adaptation d'impédance ; enfin, la conception de l'antenne dépend des résultats que l'on veut obtenir. Une bande plus large s'accompagnera d'une chute du gain ; un meilleur rapport gain avant-gain arrière nécessitera un agencement différent de celui pour lequel le gain avant maximum est le but à atteindre. Bien entendu, chaque constructeur à trouvé la meilleure solution, bien qu'elle soit tout à fait différente de celle de ses concurrents. Il n'est pas interdit de penser que le nombre de combinaisons possibles étant extrêmement grand, plusieurs solutions puissent conduire à un résultat identique. Cependant des mesures de laboratoire ou même sur réception réelle ne prouvent nullement que les antennes à performances apparemment égales donneraient, si elles étaient essayées au même emplacement, les mêmes résultats. Nous avons pu constater qu'une antenne particulièrement originale et faisant pourtant l'objet d'une mauvaise presse, donnait des résultats équivalents à ceux d'une antenne à 9 éléments de marque réputée dans des lieux bien dégagés des obstacles environnants, alors qu'elle se montrait lamentable dans des zones encombrées tandis que l'autre conservait à peu de chose près ses performances.

Zone de réception en onde directe

La figure I. 2 nous montre la zone couverte par un émetteur par rayonnement direct.

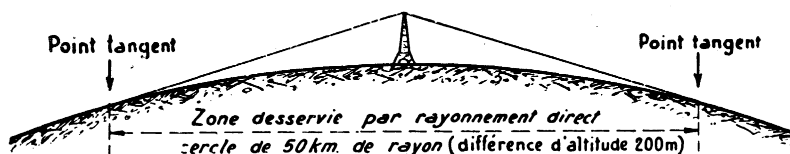


FIG. I. 2

D'une façon générale si on appelle R le rayon de la terre et h l'altitude de l'antenne, la distance de l'antenne au point où le rayonnement est tangent à la

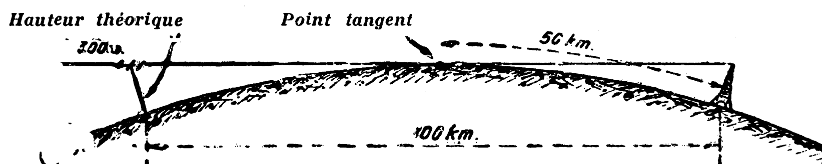


FIG. I. 3

terre est $d = \sqrt{(R + h)^2} = \sqrt{2Rh + h^2}$. On peut négliger h^2 devant $2Rh$ et en calculant $\sqrt{2R}$ on trouve $d \sim 113 \sqrt{h}$ km.

h représente la différence d'altitude entre l'antenne et le point considéré.

Cependant une réception correcte peut être obtenue au-delà de cette distance, car l'antenne de réception est elle-même à une altitude de l'ordre de 10 à 20 m, ce qui recule la limite d'une quinzaine de kilomètres ; d'autre part, il existe une zone de pénombre si l'on peut dire dans laquelle la réception est possible dans des conditions satisfaisantes (fig. I. 4). L'obstacle élevé et rapproché peut compro-

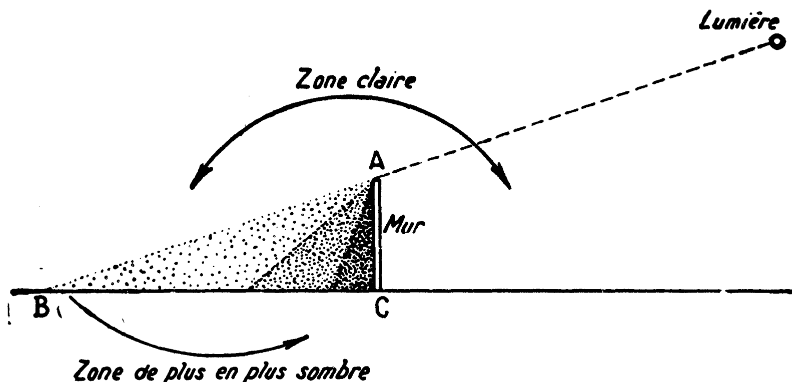


Fig. I. 4

mettre toute réception même dans une zone de rayon inférieure à *d*, dans les zones montagneuses où de tels obstacles sont fréquents

Quelquefois des réflexions sur des obstacles dégagés peuvent permettre une réception correcte dans des régions où le rayonnement direct est intercepté.

L'intensité de réception dans un lieu donné dépend du champ qu'on peut y mesurer et qui s'exprime en volts par mètre d'élément récepteur. Le volt étant une unité trop grande, on utilise plutôt le mV ou même le µV par mètre. De la valeur de ce champ dépend le rapport signal-souffle. A proximité de l'émetteur le champ est supérieur à 100 mV/m et le rapport signal-souffle



Fig. I. 5. — *Obstacle gênant la vision directe : mauvaise réception.*

est supérieur à 40 dB. A courte distance, le champ décroît de 100 mV/m à 5 mV/m ; à moyenne distance, il s'abaisse jusqu'à 500 µV. Enfin à longue distance, il peut descendre à 50 µV. Pratiquement une bonne réception ne peut s'obtenir que si le champ est supérieur à 100 µV/m ; dans ces conditions le rapport signal-souffle reste supérieur à 20 dB et le souffle est à peine gênant. Ces remarques concernent bien entendu la réception de la télévision. Les communications

entre stations d'amateurs ont des exigences beaucoup plus modestes et les progrès, dûs, il faut le reconnaître, à l'apparition de transistors vraiment très adaptés au travail sur VHF et UHF, permettent des sensibilités utiles inférieures au microvolt. Comme le champ est exprimé en volt par mètre, on conçoit qu'à champ égal, la tension reçue par une antenne demi-onde sera d'autant plus grande que cette demi-onde sera elle-même plus longue donc que la fréquence sera plus basse. C'est pourquoi sur la bande 3 les antennes ont un beaucoup plus grand nombre d'éléments pour une qualité égale de réception que les antennes de la bande 1 ou les éléments sont beaucoup plus longs.

La tension induite par l'antenne n'est d'ailleurs pas celle que reçoit le récepteur car, comme tout générateur qui se respecte, l'antenne fournit son énergie maximum avec un rendement de 50 % quand son impédance est égale à celle de l'uti-

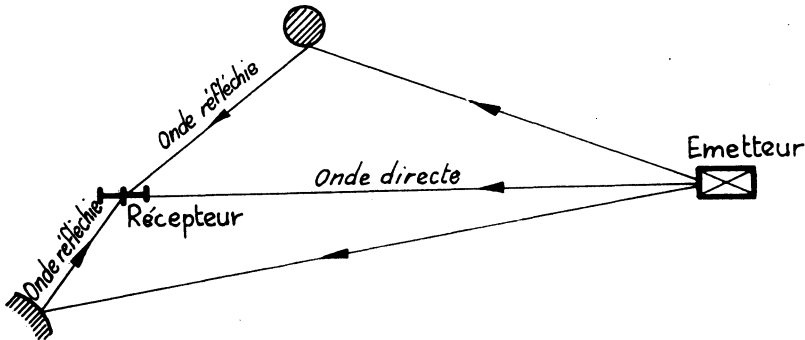


FIG. I. 6

lisation. L'autre moitié est rerayonnée et peut perturber le fonctionnement d'une antenne voisine.

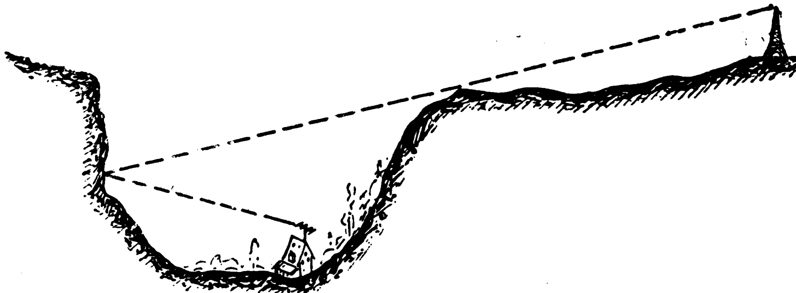


FIG. I. 7. — *Possibilité de réception par réflexion. Tourner l'antenne à l'opposé de la direction de l'émetteur.*

Enfin, mentionnons des propagations exceptionnelles dues à des réflexions sur des couches de la moyenne atmosphère et permettant des réceptions en VHF et UHF atteignant 1 000 km et plus quel que soit le dégagement de l'antenne. Elles sont généralement localisées entre juillet et décembre.

CHAPITRE II

LES ANTENNES

Généralités

L'antenne est un système qui, alimenté en énergie haute-fréquence rayonne cette énergie dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques (antenne d'émission) ou qui, placé dans un champ d'ondes électromagnétiques, devient le siège d'énergie haute-fréquence (antenne de réception).

Un dispositif appelé « feeder » permet de relier l'émetteur à l'antenne ou le récepteur à l'antenne. C'est lui qui sert à l'alimentation de l'antenne en énergie haute-fréquence produite par l'émetteur ou à alimenter le récepteur en énergie haute-fréquence captée par l'antenne. Il n'y a aucune différence de principe entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, c'est seulement l'utilisation qui est différente.

Résistance de rayonnement

Une antenne est caractérisée par sa résistance de rayonnement ; c'est la résistance qui, alimentée par la même énergie que celle qui est rayonnée par l'antenne, serait traversée par le même courant (c'est évidemment une résistance fictive). Ainsi, si en un point d'une antenne rayonnant 100 watts d'énergie haute-fréquence, le courant haute-fréquence est de 1 ampère la résistance de rayonnement en ce point particulier de l'antenne sera

$$R = \frac{100}{1^2} = 100\,\Omega$$

On sait que la puissance W dissipée dans une résistance R est égale à RI^2 (I étant le courant traversant la résistance).

Comme on le verra le courant varie continuellement tout au long de l'antenne aussi la résistance de rayonnement n'est-elle pas la même en chaque point de l'antenne.

Pour avoir une base de comparaison on définit comme résistance de rayonnement la résistance au point de courant maximum appelé encore ventre de courant ou d'intensité. C'est en général en cet endroit que se fera la connexion au feeder.

L'alimentation d'une antenne est régie par la même loi générale qui veut que, pour qu'un générateur débite sa puissance maximum, il faut que la résistance du circuit d'utilisation soit égale à la résistance interne du générateur.

On retrouve cette loi en électrotechnique et en radio-électricité.

Nous ne citerons comme exemple que le cas bien connu de l'adaptation de l'impédance d'un haut-parleur à celle de l'étage de sortie qui l'alimente. Cette adaptation se fait par l'intermédiaire du transformateur de sortie.

On devra donc pour tirer le parti maximum de l'antenne faire en sorte que l'antenne, le feeder et le circuit de sortie de l'émetteur ou celui d'entrée du récepteur aient la même impédance : l'impédance de l'antenne étant la résistance de rayonnement définie précédemment au point de jonction avec le feeder.

Le fonctionnement des antennes et des feeders relevant des propriétés des lignes de transmission nous allons faire une timide incursion dans ce domaine.

A. — Lignes de transmission

Nous n'allons parler ici que de deux types de lignes couramment utilisés : la ligne à 2 conducteurs parallèles et la ligne à 2 conducteurs concentriques. Nous appellerons la première : *ligne à fils parallèles ;* la deuxième : *ligne coaxiale,* Ce qui sera dit pour l'une convenant également à l'autre, nous ne parlerons que de la première. Une ligne à fils parallèles se compose de 2 fils régulièrement espa-

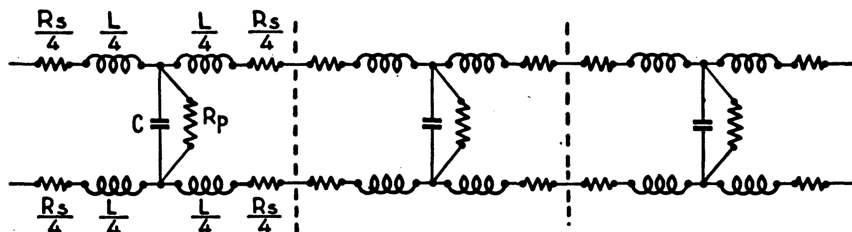


Fig. II-1. — *Equivalent électrique d'une ligne de transmission* L *et* R_s *constituent l'impédance série* Z_s C *et* R_p *constituent l'impédance parallèle* Z_p. *En pratique* R *est très petit et* R_p *est très grand.*

cés et qui a des dimensions géométriques bien définies, à savoir : diamètre des fils ; espacement des 2 fils d'axe en axe ; ces quantités étant constantes tout au long de la ligne. Cette constance géométrique entraîne également des caractéristiques électriques bien définies qu'on peut évaluer par unité de longueur, la ligne

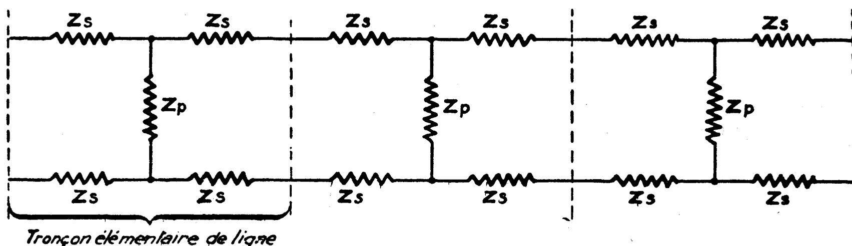


Fig. II-2. — *Une ligne quelconque se compose d'impédances en série* (Z_s) *et d'impédances en parallèle* (Z_p).

étant parfaitement homogène (c'est du moins ce que nous supposerons et c'est ce qu'en réalité on s'applique à réaliser).

On définira la résistance ohmique des conducteurs Rs ; la self inductance L, la capacité C et la résistance d'isolement Rp entre les conducteurs ou plutôt son inverse $G = \frac{1}{R_p}$, toutes ces quantités étant évaluées par unité de longueur.

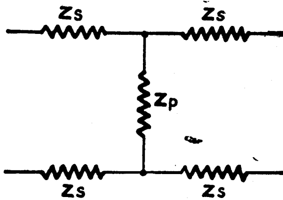


FIG. II-3. — *Cellule en double T.*

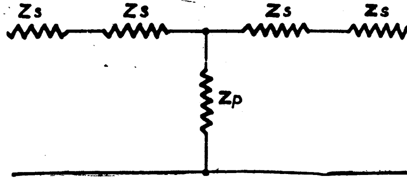


FIG. II-4. — *Cellule en T équivalente au double T de la figure* II-3.

Impédance caractéristique

Ceci nous permettra de définir une notion très importante : *l'impédance caractéristique* d'une ligne de transmission que nous désignerons par Z_c.

$$Z_c = \sqrt{Z_s \times Z_p}$$

Z_s étant l'impédance série par unité de longueur qui est fonction de R et de L et Z_p étant l'impédance parallèle fonction de C et de R_p.

$$Z_s = R + j\omega L$$

$$\text{et : } \frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{1/j\omega C} = \frac{1}{R_p} + j\omega C$$

ω étant égal à $2\pi f$: f = fréquence du courant parcourant la ligne et j est $\sqrt{-1}$ qui, s'il est absurde en algèbre, signifie, géométriquement parlant, une rotation de 90°.

Ne voulant pas faire intervenir des notions mathématiques, trop ardues, nous allons de suite simplifier cette formule en remarquant que R est toujours très petit si les conducteurs sont largement dimensionnés, ce qui est le cas, et que R_p étant très grande si l'isolement est bon, la conductance : $G = \frac{1}{R_p}$ est négligeable devant $j\omega C$ et Z_p est peu différente de $\frac{1}{j\omega C}$. On a alors :

$$Z_c = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

L et C étant des constantes de la ligne, Z_c sera une constante dépendant seule-

ment de L et C valeurs qui dépendent elles-mêmes de la constitution géométrique de la ligne. En variant la grosseur des conducteurs, leur disposition réciproque, on fera varier l'impédance caractéristique.

Si l'on éloigne les 2 conducteurs l'un de l'autre, la capacité diminue, l'impédance caractéristique augmente.

Le terme ω dépendant de la fréquence ayant disparu, la valeur de Z_c est une constante indépendante de la fréquence donc assimilable à une *résistance pure* (1).

Ceci n'est valable que si on peut négliger R devant $L\omega$ et G devant $C\omega$; or, si les termes R et G peuvent être rendus petits, $L\omega$ et $C\omega$ peuvent l'être aussi si ω l'est : c'est-à-dire si la fréquence est très basse et, à la limite, si on a affaire à du courant presque continu.

Donc, aux fréquences très basses, Z_c varie avec la fréquence. Ce cas, nous ne l'envisagerons pas puisque les fréquences auxquelles nous aurons à faire seront très élevées et la simplification envisagée sera dans ce cas parfaitement correcte.

Ligne de longueur infinie

Si on applique une tension à l'entrée d'une ligne, par suite des selfs et des capacités réparties le long de la ligne le courant ne s'établira pas instantanément du fait des constantes de temps, le courant ne sera pas infini comme dans une ligne à résistance ohmique négligeable mais il atteindra une valeur finie et si la ligne a une longueur infinie, le retard apporté par chaque élément de self et de capacité dans la propagation du courant le long de la ligne fera que l'extrémité de la ligne ne sera jamais atteinte, ainsi le courant parcourra la ligne dans un seul sens.

Cette remarque nous montre que le courant dans la ligne supposée parcourue dans un seul sens ne dépendra pas de la résistance ohmique de la ligne mais bel et bien de l'impédance fonction de L et C que nous avons appelée *impédance caractéristique* de la ligne.

Ligne de longueur finie

Si on néglige R et G on peut représenter la ligne à fils parallèles comme formée d'une succession de selfs élémentaires en série shuntées par des capacités élémentaires. Elle sera assimilable à une suite de cellules de filtres en T par exemple dont les impédances séries seraient inductives et les impédances parallèles capacitives (Voir fig. II_1, II_2, II_3, II_4.)

Ces cellules de filtres en T présentent toutes la même impédance et chaque cellule sert de charge à celle qui la précède. Si au lieu d'ajouter une autre cellule

---

(1) Précisons la notion de résistance pure. Habituellement une résistance est un organe qui, parcouru par un courant I, présente à ses bornes une différence de potentiel, $V = RI$ et dissipe en *chaleur* une puissance égale à RI^2 ou $\frac{V^2}{R}$. Si on l'alimente en courant alternatif V et I seront les valeurs efficaces et dans la résistance le courant sera en phase avec la tension.

Si l'on excepte les appareils de chauffage électrique, la puissance dissipée dans une résistance est perdue et on cherche à minimiser la résistance pour minimiser les pertes qu'elle occasionne. Cette résistance est ce qu'on appelle une résistance ohmique.

Supposons une résistance qui aurait les avantages de la résistance ohmique sans en avoir les inconvénients, c'est-à-dire une résistance fictive telle que le courant et la tension y soient en phase mais qui ne dissiperait pas l'énergie en chaleur, qui la dissiperait sous une forme utilisable par exemple en rayonnement, en énergie mécanique, en énergie sonore, en énergie lumineuse, cette résistance serait ce qu'on appelle une *résistance pure* .

on ajoute une impédance équivalente et assimilable à une résistance pure, le fonctionnement de la ligne ne sera pas modifié et on aura réussi le tour de force de donner à une ligne de longueur finie les mêmes propriétés que celles de la ligne infinie. Le courant se propagera toujours dans le même sens. On voit donc que l'utilisation correcte d'une ligne pour la transmission d'énergie haute-fréquence exige que cette ligne soit bouclée sur une impédance égale à son impédance caractéristique.

Vitesse de propagation dans une ligne

Dans une ligne, isolée à l'air, la vitesse de propagation du courant est égale à celle de la lumière ; mais si on interpose un isolant entre les 2 conducteurs de la ligne, la capacité augmente et freine la vitesse de propagation qui se trouve ainsi diminuée dans le rapport $\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$, ε étant la constante diélectrique de l'isolant.

Si on appelle V_1 la vitesse de la lumière égale à 300 000 km par seconde la vitesse V de propagation dans une ligne isolée au polystyrène de constante diélectrique 2,5 sera

$$V = \frac{V_1}{\sqrt{2,5}} = 0,63\ V1$$

La longueur d'onde du courant haute fréquence qui est égale à $\lambda = \frac{V_1}{f}$, f étant la fréquence du courant en Hz, sera dans cette ligne $\lambda = 0,63 \frac{V_1}{f}$; avec le polythène de $\varepsilon = 2,3$ la longueur d'onde sera $\lambda = 0,66 \frac{V_1}{f}$.

Il ne faut pas manquer de tenir compte de ce fait quand on mesure une longueur d'onde ou une fraction de longueur d'onde de ligne.

Ligne ouverte

Si nous coupons purement et simplement une ligne, nous obtenons ce qu'on appelle une *ligne ouverte*. A l'extrémité de cette ligne coupée, l'impédance est infinie, le courant est nul, donc aucune énergie ne peut y être utilisée. Que va-t-il se passer alors ? L'énergie qui s'achemine vers cette extrémité coupée va l'atteindre, mais, comme elle ne peut y être utilisée, elle n'a rien d'autre à faire que de rebrousser chemin. Lors du trajet de retour, elle va rencontrer l'énergie qui continue à se diriger vers le côté ouvert de la ligne et, suivant la phase des courants aller et retour, il va y avoir en certains points de la ligne : addition des 2 courants et en d'autres points : annulation par soustraction. Les 2 courants : aller et retour sont égaux, si on néglige les pertes ohmiques. On sait que des inductances (selfs) et des capacités pures ne consomment aucune énergie puisque le courant est en quadrature avec la tension.

La puissance est : VI cos φ or cos 90° = 0.

Répartition de I et V dans la ligne ouverte

On peut facilement imaginer quelle sera la répartition de la tension et celle du courant dans la ligne ouverte (fig. II 4 bis).

L'impédance à l'extrémité est infinie (il y a coupure), donc la tension y est maximum et le courant nul ; il y a, à cette extrémité, ce qu'on appelle un ventre (maximum) de tension et un nœud (minimum) de courant.

La longueur d'onde représente le chemin parcouru pendant la durée d'une oscillation complète. On sait qu'au cours d'une oscillation sinusoïdale, le courant part de zéro, croit pendant le premier 1/4 de période, retombe à zéro pendant le 1/4 de période suivant ; au bout d'une demi-période il a retrouvé son état primitif ; pendant le troisième 1/4 de période il continue à diminuer et atteint le maximum dans le négatif puis pendant le quatrième 1/4 de période il croît pour atteindre à nouveau zéro et le processus continue puisqu'on est revenu à des conditions semblables à celles du départ. Les phénomènes sont identiques si on parle de longueurs d'ondes au lieu de parler de périodes.

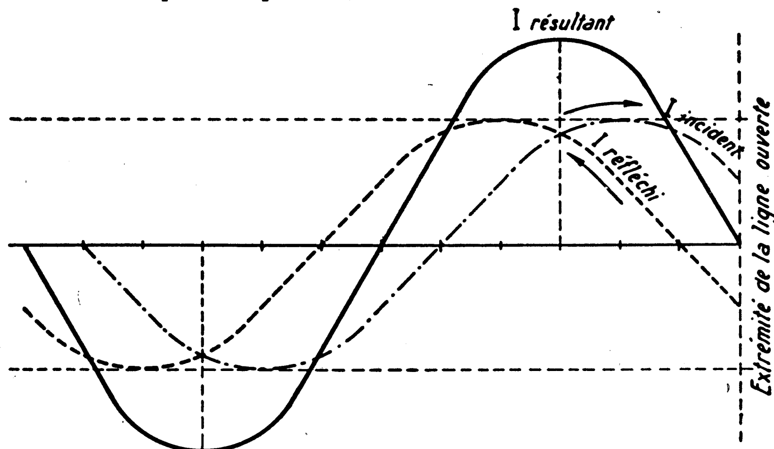


FIG. II-4 *bis.* — *Graphique montrant comment se forment les ondes stationnaires dans une ligne ouverte. A l'extrémité les courants incident et réfléchi sont égaux mais en opposition de phase puisqu'ils cheminent en sens inverse. A l'extrémité leur somme est nulle.*

Il faut remarquer qu'en deux points éloignés d'une 1/2 période en temps, ou d'une 1/2 longueur d'onde en distance, les courants sont égaux en valeur absolue mais de signes opposés. Au départ, par exemple, le courant est nul mais il est croissant, à 1/2 λ le courant est encore nul mais il est décroissant.

Il y a, à 1/4 de λ un courant maximum positif ; à : 1/4 λ + 1/2 λ soit 3/4 λ, un courant maximum égal, mais négatif : c'est-à-dire circulant dans l'autre sens. Donc, toutes les 1/2 λ, il se produit une inversion de sens du courant. Il faudra en tenir compte pour la mise en phase des antennes dont il sera question au cours de cet ouvrage : nous en reparlerons en temps utile.

Si le courant est nul en un point, à une distance, de ce point, égale à $\frac{\lambda}{4}$ il sera maximum ; si au contraire, en un point, le courant est maximum, il sera nul à une distance de $\frac{\lambda}{4}$ de ce point.

Ces remarques faites, nous allons revenir à notre ligne ouverte.

Il y a un courant nul à l'extrémité, donc, à une distance de $\frac{\lambda}{4}$ avant cette extrémité, le courant sera maximum ; à $\frac{\lambda}{2}$ de l'extrémité le courant sera nul ; à 3/4 λ il sera encore maximum mais dirigé en sens inverse et à λ il sera à nouveau nul, et ainsi de suite jusqu'au générateur qui alimente la ligne.

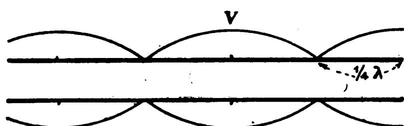


FIG II-5. — *Répartition du courant dans une ligne ouverte, courant mesure par un ampéremètre HF.*

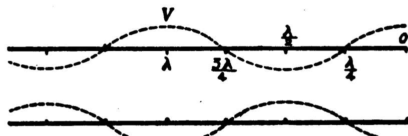


FIG. II-6. — *Répartition réelle du courant dans une ligne ouverte.*

Au lieu d'avoir un courant constant tout le long de la ligne comme c'est le cas dans une ligne infinie ou dans une ligne finie bien adaptée (fermée sur $Z = Z_e$), le courant variera tout le long de la ligne suivant une loi sinusoïdale de part et d'autre de zéro.

La tension V à l'extrémité de la ligne ouverte est maximum, elle est nulle $\frac{\lambda}{4}$ avant l'extrémité. Il y a donc décalage de $\frac{\lambda}{4}$ entre le courant et la tension, ce qui, pour employer un langage correct, signifie que le courant et la tension sont déphasés de 90° (voir fig. II-7 et II-8). La puissance en chaque point de la ligne est égale à VI cos φ donc nulle, puisque $\varphi = 90°$. La ligne ne consomme aucune énergie. Elle est parcourue par ce qu'on appelle en électrotechnique de l'*énergie déwattée.*

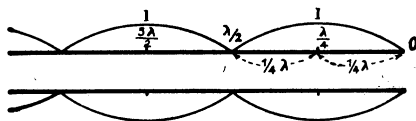


FIG. II-7. — *Répartition de la tension dans une ligne ouverte, sans tenir compte des signes.*

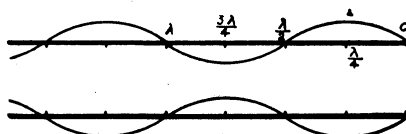


FIG. II-8. — *Répartition de la tension dans une ligne ouverte, en tenant compte des signes.*

Ondes stationnaires

Les ondes paraissent figées sur la ligne, la combinaison des ondes aller et retour équivalant à ce que produirait une onde immobile, d'où le nom : *d'ondes stationnaires,* qui leur a été donné.

Il se produit un phénomène analogue en acoustique avec les cordes vibrantes et les tuyaux sonores, ces derniers présentant une analogie frappante avec ce que nous venons de dire.

Ondes progressives

Lorsque la ligne est adaptée, les ondes progressent sans heurt d'un bout à l'autre de la ligne et sont absorbées entièrement à l'extrémité par l'utilisation. On dénomme ces ondes : *ondes progressives,* par opposition aux ondes stationnaires dont il vient d'être question. Les figures II-9 et II-10 montrent les fluctuations dans le temps, des ondes progressives et des ondes stationnaires.

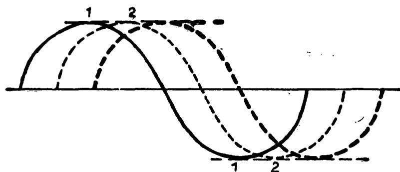


FIG. II-9. — *Fluctuations d'une onde progressive. L'amplitude est constante tout le long de la ligne.*

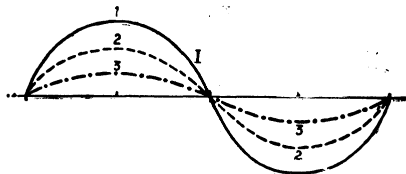


FIG. II-10. — *Fluctuations d'une onde stationnaire. Les maxima d'intensité changent de valeur, mais il se produisent toujours aux mêmes places.*

Ligne fermée

Un autre cas particulier intéressant est celui de la ligne fermée, constituée par une ligne que l'on a coupée et dont a relié les deux conducteurs la constituant. Il y a court-circuit à l'extrémité, donc l'impédance est nulle, la tension nulle, le courant maximum. La puissance est nulle à l'extrémité puisque V est nulle.

Répartition de I et V dans la ligne fermée

Un phénomène, analogue à celui qui se passe dans la ligne ouverte, se produira mais avec un décalage de $\frac{\lambda}{4}$. En effet, à l'extrémité de la ligne ouverte, le courant est nul et $\frac{\lambda}{4}$ avant, il est maximum ; à l'extrémité de la ligne fermée, le courant est maximum et $\frac{\lambda}{4}$ avant, il est nul. En somme, le courant dans la ligne fermée suit la même loi que la tension dans la ligne ouverte et vice-versa (voir fig. II-11 à II-14). Ces deux cas extrêmes sont d'un intérêt pratique nul puisqu'une ligne est

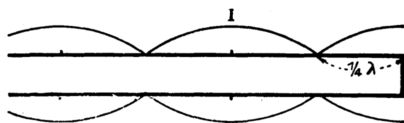


FIG. II-11. — *Répartition du courant dans une ligne fermée, courant mesure par un ampéremètre HF.*

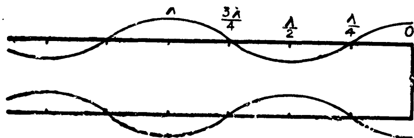


FIG. II-12. — *Répartition réelle du courant dans une ligne fermée*

faite pour transporter de l'énergie et que dans la ligne ouverte comme dans la ligne fermée, l'énergie à l'extrémité de la ligne est nulle ; ils ne sont cependant pas sans intérêt comme nous le verrons plus loin.

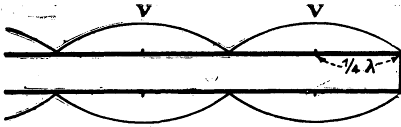


FIG. II-13. — *Répartition de la tension dans une ligne fermée, sans tenir compte des signes.*

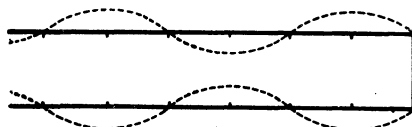


FIG. II-14. — *Répartition de la tension dans une ligne fermée, en tenant compte des signes.*

Ligne fermée sur une charge quelconque non réactive

Entre ces deux cas extrêmes et le cas idéal de la ligne fermée sur $Z = Z_c$, il y a place pour beaucoup de cas intermédiaires que nous considérerons de la façon suivante : Z_t, l'impédance terminale qui charge la ligne, varie de 0 à la valeur idéale Z_c ou bien de la valeur idéale Z_c à l'infini. Le premier cas s'entend de la ligne fermée à la ligne adaptée et le deuxième cas, de la ligne adaptée à la ligne ouverte. Le bon sens peut nous faire prévoir ce qui va arriver. On va passer d'un régime à énergie réactive totale : ligne ouverte ou fermée à un régime d'énergie active totale : ligne adaptée. Le régime intermédiaire se traduira donc par un mélange de ces deux énergies et le rapport entre énergie active et énergie réactive augmentera au fur et à mesure qu'on s'éloignera des conditions de la ligne ouverte et de la ligne fermée et qu'on s'approchera des conditions de la ligne adaptée.

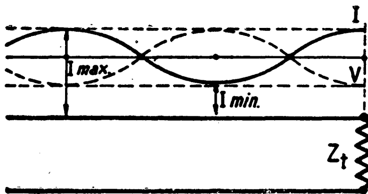


FIG. II-15. — $Z_t = \frac{1}{3} Z_c$ *Répartition de* I *et* V *comme dans la ligne fermée, ligne présentant un* R . O . S *de* 3. $I_{max} = 3\ I_{min}$. $V_{max} = 3\ V_{min}$ *(Dans ce cas* $Z_t < Z_c$*).*

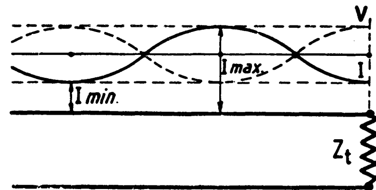


FIG. 11-16. — $Z_t = Z_c$ *répartition de* I *et* V *comme dans la ligne ouverte, ligne présentant un* R . O . S *de* 3. $I_{max} = 3\ I_{min}$. $V_{max} = 3\ V_{min}$ *(Dans ce cas* $Z_t > Z_c$*).*

En effet, s'il y a, à l'extrémité de la ligne, une impédance Z, elle sera parcourue par un courant watté I et l'énergie recueillie sera ZI^2, mais il y aura une partie de l'énergie qui rétrogradera, superposant au courant watté un courant déwatté ; la combinaison des deux sera un courant ondulé, et si l'on mesure le courant au point où il est maximum et le courant au point où il est minimum, le rapport entre ces deux courants sera égal au rapport qui existe entre l'impédance Z_t, chargeant la ligne et l'impédance caractéristique de la ligne Z_c.

Si Z_t est plus grand que Z_c, le rapport $\frac{I_{max}}{I_{min}}$ sera égal à $\frac{Z_t}{Z_c}$.

Si Z_t est plus petit que Z_c, le rapport $\frac{I_{max}}{I_{min}}$ sera alors égal à $\frac{Z_c}{Z_t}$.

Ainsi, sur une ligne à fils parallèles d'impédance caractéristique 600 Ω fermée sur une impédance de 60 Ω, le courant maximum sera dix fois plus grand que le courant minimum.

Dans le cas de la ligne ouverte $Z_t = \infty$, $\frac{Z_t}{Z_c} = \infty$ et $\frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{I_{max}}{0} = \infty$ les deux rapports sont égaux.

Dans le cas de la ligne fermée $Z = 0$, $\frac{Z_c}{Z_t} = \frac{Z_c}{0} = \infty$ et $\frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{I_{max}}{0} = \infty$, les deux rapports sont encore égaux.

Ce qui a été dit plus haut se trouve vérifié dans ces deux cas particuliers, c'est encore vrai si $Z_t = Z_c$, alors $\frac{Z_t}{Z_c} = 1$ et $\frac{I_{max}}{I_{min}} = 1$, puisque le courant est constant.

Déphasage dans une ligne non adaptée

Il y a pour la ligne ouverte un déphasage de 90° entre la tension et le courant. Il en est de même pour la ligne fermée. Dans le cas de la ligne adaptée $Z_t = Z_c$, le courant et la tension sont en phase. Dans les cas intermédiaires, il y a une composante en phase et une composante en quadrature ; la résultante est un déphasage entre le courant et la tension. Un effet réactif se produit au commencement de la ligne et cet effet dépend de la longueur de la ligne.

Cette réactance sera soit capacitive, soit inductive. Prenons toujours pour base les cas extrêmes de la ligne ouverte et de la ligne fermée.

Déphasage dans la ligne ouverte

A l'extrémité d'une ligne ouverte, I est nul, donc $Z = \frac{V}{I}$ est infini ; un quart d'onde avant l'extrémité, I est max., mais V est nul, donc $Z = 0$, puis en remontant encore d'un quart d'onde vers le début de la ligne, le courant va devenir nul, la tension atteindra son maximum dans le négatif, l'impédance sera encore infinie mais négative, ce qui s'interprète de la façon suivante ; dans le premier quart d'onde, la tension est en retard sur le courant : c'est une réactance capacitive ; dans le deuxième quart d'onde, c'est le courant qui est en retard sur la tension, la réactance est inductive. A chaque quart d'onde, la réactance change de nature.

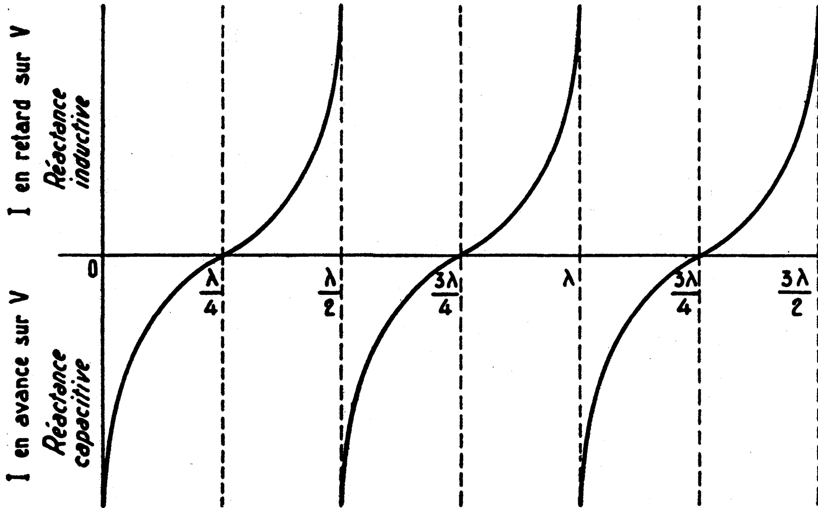


Fig. II-17. — *Réactance dans la ligne ouverte. Pour les multiples impairs de* $\frac{\lambda}{4}$ *la réactance est nulle, I est en phase avec V.*

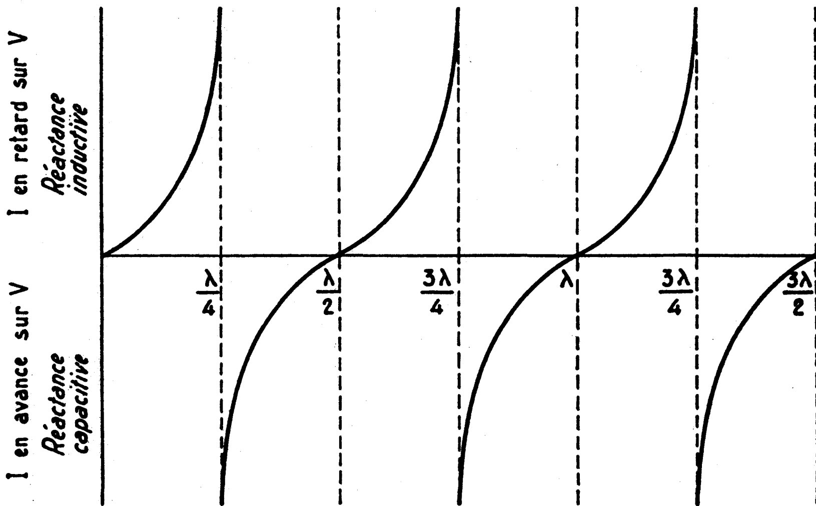


Fig. II-18. — *Réactance dans la ligne fermée. Pour les multiples de* $\frac{\lambda}{2}$ *la réactance est nulle, I est en phase avec V.*

Déphasage dans la ligne fermée

C'est le même phénomène qui se passe pour la ligne fermée avec un décalage de $\frac{\lambda}{4}$ par rapport à la ligne ouverte. Les courants et tensions étant en quadrature, leur rapport est une fonction tangente ainsi que le montrent les figures représentant la réactance en divers points pour les deux types de lignes : ligne fermée, ligne ouverte.

Propriétés des quarts d'onde

Dans une ligne fermée ayant exactement un quart d'onde, l'impédance à l'entrée est infinie (I est nul), on a l'équivalent d'un circuit résonnant parallèle : circuit bouchon dont on sait que l'impédance est infinie à la fréquence pour laquelle il entre en résonance $f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$.

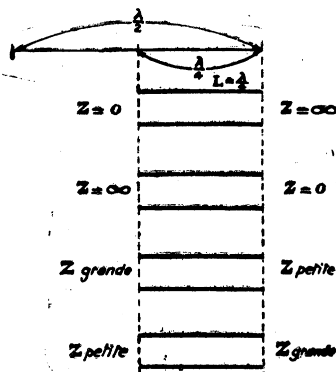


Fig. II-19. — *Résumé schématique des propriétés des lignes quart d'onde.*

Dans une ligne ouverte ayant exactement un quart d'onde, l'impédance à la sortie est très grande mais elle est nulle à l'entrée : V est nul. On a donc un court-circuit : l'équivalent d'un circuit résonnant série (voir fig. II-14).

Circuits à ligne à conducteurs parallèles ou coaxiaux

On voit qu'il est possible de remplacer un circuit accordé par une ligne $\frac{\lambda}{4}$.

C'est ce qu'on fait dans les circuits dits à lignes ou dans les circuits dits coaxiaux employés sur les émetteurs et récepteurs fonctionnant aux très hautes fréquences Il faut en effet que la longueur $\frac{\lambda}{4}$ du circuit à ligne ne soit pas trop encombrante.

C'est pourquoi on n'emploie ces circuits que sur des fréquences supérieures à 100 MHz.

Par l'addition de capacités supplémentaires, on peut réduire la longueur de la ligne mais le circuit perd de sa qualité. Les capacités propres de la lampe connectée à ces circuits exigent déjà une réduction importante de leur longueur.

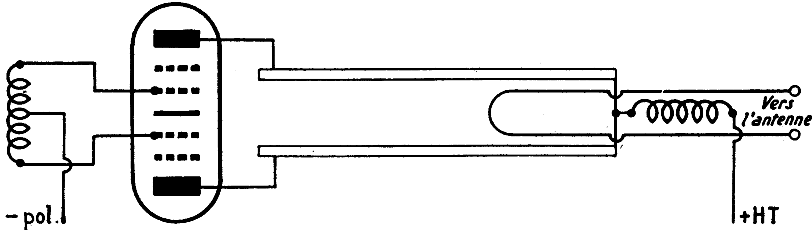


FIG. II-20. — *Circuit oscillant à lignes parallèles dans un émetteur pour UHF.*

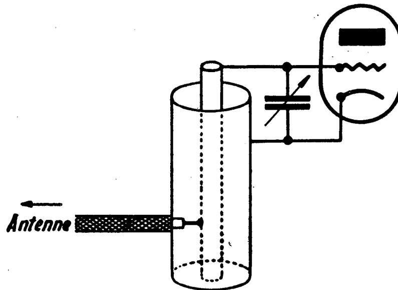


FIG. II-21. — *Récepteur utilisant un circuit coaxial*

Bien entendu, on choisira comme circuit un quart d'onde de ligne fermée puisque c'est le circuit à haute impédance équivalent au circuit bouchon.

Le quart d'onde isolant parfait

On peut utiliser encore la propriété du quart d'onde de ligne fermée d'avoir une impédance d'entrée théoriquement infinie dans une fonction d'isolation.

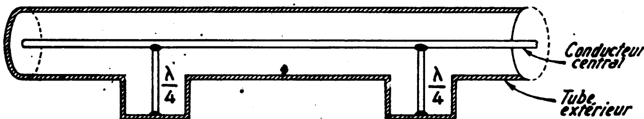


FIG. — II-22. — *Isolement du conducteur central d'un câble coaxial pour UHF par des conducteurs* $\frac{\lambda}{4}$.

On sait qu'en très haute fréquence, 3 000 MHz par exemple, les isolants les meilleurs sont très mauvais. Pour isoler le conducteur intérieur d'un câble co-axial du cylindre métallique extérieur, on a utilisé des quarts d'onde métalliques réunis, d'une part, au conducteur intérieur, d'autre part, au conducteur extérieur. Cette technique ferait frémir un non-initié qui prendrait, à n'en pas douter, ce parfait isolant pour un non moins parfait court-circuit. Il est bien entendu que ce co-axial n'est utilisable que sur une fréquence, celle pour laquelle sont taillés les isolants...

... conducteurs (!) $\frac{\lambda}{4}$.

On peut enfin se servir d'une ligne fermée quart d'onde pour soutenir une autre ligne, sans que l'adjonction de ce quart d'onde perturbe en quoi que ce soit le fonctionnement de l'autre ligne.

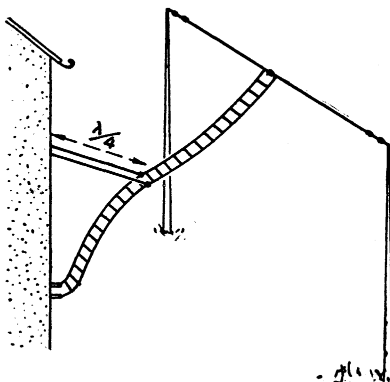


Fig. II-23. — *Soutien d'une ligne à fil parallèles par une ligne fermée $\frac{\lambda}{4}$. L'isolement n'existe que pour la longueur d'onde λ. Pour une longueur d'onde moitié la ligne de soutien devient un court-circuit.*

Propriétés de la demi-onde

Si on a une ligne demi-onde fermée, on retrouve à son origine la même impédance qu'à sa sortie, c'est-à-dire une impédance nulle. C'est donc un véritable court-circuit. Or, une ligne $\frac{\lambda}{4}$ à la fréquence f devient une ligne $\frac{\lambda}{2}$ à la fréquence $2f$.

Le quart d'onde discriminateur de fréquence

On imagine le parti qu'on peut tirer de cette remarque pour l'élimination des harmoniques pairs d'une fréquence f, c'est-à-dire les fréquences $2f$, $4f$, $6f$, etc. On

branche quelque part, le long de la ligne, un circuit $\frac{\lambda}{4}$. C'est un isolant parfait pour

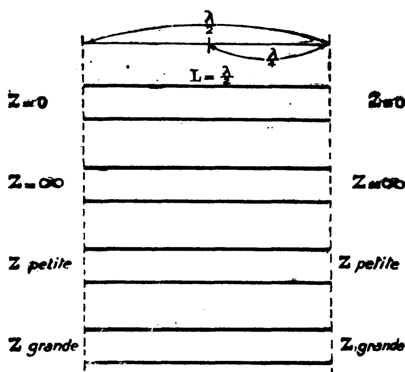


Fig. II-24. — *Résumé schématique des propriétés des lignes demi-onde.*

la fréquence f, mais un court-circuit pour les fréquences $2f$, $4f$, etc., qui seront ainsi dérivées à la masse.

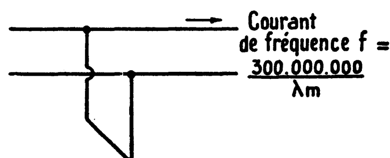


Fig. II-25. — *Quart d'onde placé le long d'une ligne pour éliminer les harmoniques pairs.*

On pourrait dériver également l'harmonique 3 en utilisant un quart d'onde fermé mais branché sur la ligne aux deux tiers à partir du court-circuit. Les deux tiers de $\frac{\lambda}{4}$ donnent $\frac{\lambda}{6}$, qui est une demi onde pour la fréquence $3f$, donc un court-circuit, l'autre partie, un tiers de $\frac{\lambda}{4}$ vaut $\frac{\lambda}{12}$, un quart d'onde à la fréquence $3f$, ce quart d'onde étant ouvert est un court-circuit pour la fréquence $3f$. Il peut paraître anormal de constater que ce n'est pas l'origine du quart d'onde qui est relié à la ligne, mais un point intermédiaire ; cela est indifférent, car un quart d'onde présente une impédance infinie, même pour des points intermédiaires si ceux-ci ne sont pas court-circuités directement. Ceci résulte du fait qu'en un point intermédiaire, on a deux impédances en parallèle, l'une inductive, l'autre capacitive, puisque d'un côté on a une ligne ouverte et de l'autre une ligne fermée. Ces

réactances étant égales et de signe contraire, leur somme est nulle, et du fait de leur mise en parallèle, elles équivalent à une résistance infinie.

(Deux résistances R_1 R_2 en parallèle forment une résistance égale à $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$; si le dénominateur est nul, cette valeur est infinie).

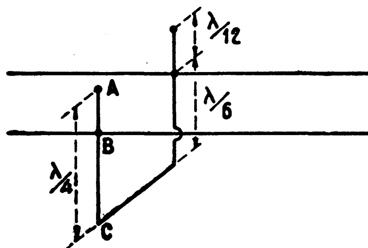


FIG. II-26. — *Quart d'onde destiné à éliminer l'harmonique 3.*

On peut donc considérer une ligne fermée quart d'onde comme l'équivalent d'une ligne d'impédance caractéristique infinie qui, n'étant de ce fait parcourue par aucun courant, n'amène aucune perte, ce qui est la caractéristique d'un parfait isolant.

On utilise encore le quart d'onde de ligne fermée pour protéger la partie du feeder reliée à l'antenne du rayonnement de celle-ci : nous en reparlerons plus loin.

Réactance en divers points d'une ligne

Si nous avons une ligne fermée plus courte qu'un quart d'onde, l'impédance à l'entrée est inductive et de la forme

$$X_L = Z_c \operatorname{tg} l$$

ou Z_c est l'impédance caractéristique et l l'équivalent de la longueur d'onde en degrés.

λ correspond à une période, soit 360°, $\frac{\lambda}{2}$ à 180°, $\frac{\lambda}{4}$ à 90°, etc.

Si $l = 90°$ cas du quart d'onde, $\operatorname{tg} l = \infty$ et X_L est infinie.

Si la ligne est ouverte et inférieure à $\frac{\lambda}{4}$, la réactance est capacitive et de la forme $X_C = Z_c \operatorname{cotg} l$.

Pour $l = 90°$, ligne $\frac{\lambda}{4}$; $\operatorname{cotg} l = 0$ et $X_C = 0$. On pourra donc calculer la réactance apportée par un morceau quelconque de ligne fermée ou ouverte inférieur à $\frac{\lambda}{4}$.

Ainsi une ligne fermée de 600 Ω d'impédance caractéristique longue de $\frac{\lambda}{8}$ aura une réactance inductive de

$$X_L = 600 \times \text{tg } 45° = 600 \times 1 = 600\ \Omega$$

Une ligne ouverte de la même longueur aurait la même réactance mais capacitive. Comme elles sont opposées en phase, elles s'annuleraient si on les mettait bout à bout. On obtiendrait alors $\frac{\lambda}{8} + \frac{\lambda}{8} = \frac{\lambda}{4}$, un quart d'onde fermé. Ceci confirme ce que nous avons dit de l'impédance du quart d'onde en un point quelconque.

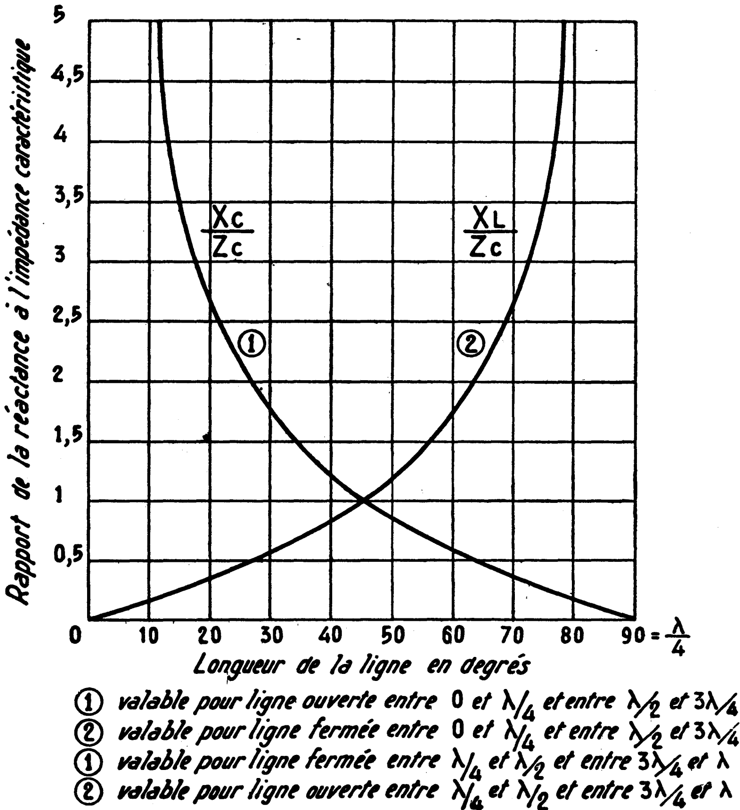


FIG. II-27.

Une ligne mal adaptée présente, elle aussi, une réactance capacitive ou inductive ; on pourra l'annuler par une portion de ligne $\frac{\lambda}{4}$ d'impédance convenable branchée en un point convenable de la ligne et ainsi éliminer les ondes stationnaires.

Le quart d'onde transformateur d'impédance

Si la ligne quart d'onde est fermée sur une impédance Z_t qui n'est ni infinie comme dans la ligne ouverte, ni nulle comme dans la ligne fermée, ni égale à Z_c comme dans la ligne adaptée, on montre que l'impédance d'entrée Z_e est telle que $Z_e\ Z_t = Z_c^2$.

Et nous découvrons une nouvelle utilisation du quart d'onde comme transformateur d'impédance. Si une ligne d'impédance caractéristique 600 Ω doit être branchée sur une utilisation d'impédance 75 Ω, il y aura un désaccord énorme entre les deux impédances et un régime d'ondes stationnaires s'établira avec un rapport entre maxima et minima de courant égal à $\frac{600}{75} = 8$.

Si nous intercalons entre l'extrémité de la ligne 600 Ω et l'utilisation un quart d'onde d'impédance caractéristique égal à $\sqrt{600 \times 75} = 212$ Ω, les 75 Ω de l'utilisation seront vus comme 600 Ω à l'autre extrémité du quart d'onde et la ligne 600 Ω étant chargée par une impédance égale à son impédance caractéristique sera adaptée : il n'y aura plus d'ondes stationnaires.

Il peut se faire qu'un quart d'onde ne présente pas en pratique une longueur suffisante. Or, comme les impédances se reproduisent exactement à des intervalles égaux à une demi-onde, il suffira d'ajouter un nombre quelconque de demi-ondes supplémentaires, ce qui donnera des longueurs de $3\frac{\lambda}{4}$, $5\frac{\lambda}{4}$, $7\frac{\lambda}{4}$... tous les multiples *impairs* de $\frac{\lambda}{4}$.

Répartition de I et V dans une ligne non adaptée

Dans une ligne mal adaptée, fermée sur une impédance Z_t plus petite que Z_c, la répartition des maxima et minima de courant et de tension le long de la ligne sera la même que dans la ligne fermée mais avec des maxima et minima moins accentués. Si Z_t est plus grande que Z_c, la répartition sera analogue à celle de la ligne ouverte et suivant la longueur de la ligne, on aura à l'entrée des effets réactifs divers.

Nous avons vu que, du fait qu'il y a un mélange d'énergie active et d'énergie réactive dans la ligne, le déphasage n'est pas égal à 90° entre le courant total (watté et déwatté). L'impédance à l'entrée est équivalente à une résistance pure en parallèle ou en série avec une inductance ou une capacité.

Circuits équivalents à l'impédance d'une ligne

On sait qu'une résistance en parallèle avec une capacité par exemple est équivalente au point de vue impédance et déphasage à une résistance de valeur différente et une capacité de valeur différente mises en série.

Si Z_t est plus grand que Z_c ($Z_t > Z_c$) et si la longueur de la ligne est plus petite que $\frac{\lambda}{4}$, l'impédance d'entrée équivaut à une capacité en série ou en parallèle avec une résistance.

Si la ligne est un quart d'onde, c'est une résistance pure égale à $\frac{Z_c^2}{Z_t}$.

Si la ligne est plus grande que $\frac{\lambda}{4}$ mais inférieure à $\frac{\lambda}{2}$, l'impédance d'entrée équivaut à une inductance en série ou en parallèle avec une résistance. Si la ligne est une demi-onde, l'impédance d'entrée sera celle de sortie, c'est-à-dire Z_t. Il est inutile d'aller plus loin puisqu'on sait que les impédances se reproduisent égales à elle-même à une demi-onde d'intervalle.

Si $Z_t < Z_c$ entre 0 et $\frac{\lambda}{4}$: R et L en série ou en parallèle ; pour $\frac{\lambda}{4}$: $\frac{Z_c^2}{Z_t}$; entre $\frac{\lambda}{4}$ et $\frac{\lambda}{2}$, résistance en série ou en parallèle avec une capacité ; pour $\frac{\lambda}{2}$: Z_t.

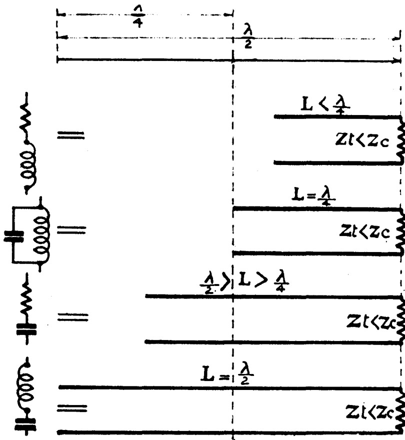


Fig. II-28. — *Résumé des propriétés d'une ligne en fonction de sa longueur dans le cas où l'impédance terminale est inférieure à l'impédance caractéristique de cette ligne.*

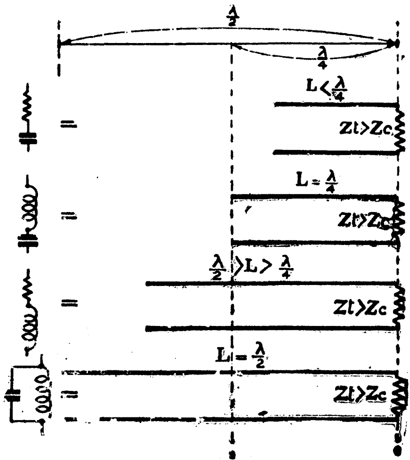


Fig. II-29. — *Résumé des propriétés d'une ligne en fonction de sa longueur, dans le cas où l'impédance terminale est supérieure à l'impédance caractéristique.*

Si l'entrée de la ligne est couplée à un émetteur, la réactance apportée par la ligne non adaptée modifiera le réglage du circuit oscillant et obligera à le retoucher.

Charge inductive ou capacitive

Dans ces considérations sur l'impédance reflétée à l'entrée de la ligne par une charge Z_t, nous avons supposé que cette charge Z_t était une résistance pure ou son équivalent. Voyons ce qui arrive si Z_t est une capacité pure ou une inductance pure.

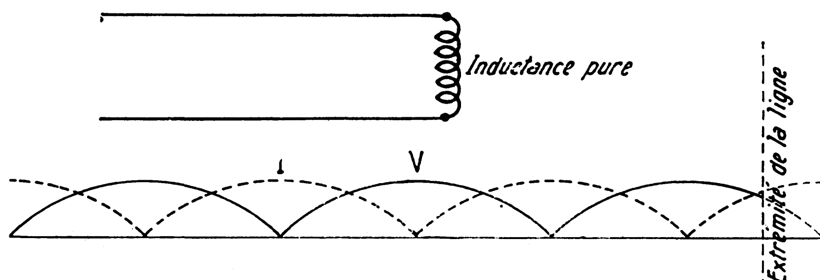


Fig. II-30. — *Ligne chargée par une inductance pure. C'est comme si la ligne était prolongée par un tronçon de ligne fermée de longueur inférieure à* $\frac{\lambda}{4}$

Supposons une ligne terminée par une capacité ; nous avons vu précédemment qu'une ligne ouverte inférieure à $\frac{\lambda}{4}$ a une réactance capacitive, on peut donc remplacer la capacité terminale constituant Z_t par un tronçon de ligne inférieur à $\frac{\lambda}{4}$. Le fait d'ajouter une capacité à l'extrémité d'une ligne équivaut donc à un allongement de la ligne. Plus une capacité est grande, plus sa réactance $\frac{1}{C\omega}$ est

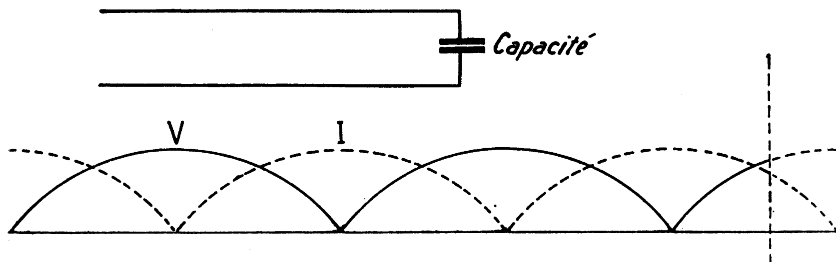


Fig. II-31. — *Ligne chargée par une capacité. Tout se passe comme si la ligne était prolongée par un tronçon de ligne ouverte de longueur inférieure à* $\frac{\lambda}{4}$

petite ; pour figurer une petite réactance à l'ancienne extrémité de la ligne, là où était branchée la capacité, il faudra une ligne ouverte presque égale à $\frac{\lambda}{4}$.

En effet, l'impédance est infinie à l'extrémité du morceau de ligne qui prolonge l'autre ligne $\frac{\lambda}{4}$; avant, elle est nulle ; à un peu moins de $\frac{\lambda}{4}$, elle est faible, donc l'extrémité du tronçon de ligne relié à la ligne équivaut à une faible impédance.

Si la ligne est fermée sur une inductance, l'équivalent sera un tronçon de ligne fermée inférieur à $\frac{\lambda}{4}$. On verrait que plus l'inductance est grande, plus la longueur de la ligne fermée équivalente est voisine de $\frac{\lambda}{4}$.

Charge quelconque

Nous avons envisagé ce cas, car la charge Z_t d'une ligne peut ne pas être une résistance pure, c'est le cas idéal, mais le plus souvent la résistance est accompagnée d'inductance ou de capacité.

En haute fréquence, les inductances pures, les capacités pures, les résistances pures sont des vues de l'esprit et si, en pratique, on essaie de se rapprocher de ces conditions idéales, il est impossible de réaliser des inductances sans résistance et sans capacité, des capacités sans self, des résistances sans self ; aussi les résultats pratiques ne concordent pas toujours parfaitement avec les prévisions, mais les considérations théoriques donnent cependant une approximation suffisante.

Donc si la charge est à la fois résistive et inductive ou résistive et capacitive, l'impédance de charge sera modifiée, la position des maxima et minima de courant ne sera plus la même puisque la ligne sera comme rallongée. Les ondes stationnaires seront plus importantes que dans le cas d'une charge purement résistive.

Nous allons revenir à ces ondes stationnaires que nous avons délaissées pour étudier les propriétés des lignes ouvertes et fermées de longueurs $\frac{\lambda}{4}$ et $\frac{\lambda}{2}$ et des lignes de longueurs intermédiaires du point de vue de leur réactance.

Rapport d'ondes stationnaires (R.O.S.)

Nous avons déjà dit que l'intensité des ondulations du courant le long de la ligne dépend du rapport : impédance terminale de la ligne Z_t sur impédance caractéristique Z_c. Ce rapport qui joue un rôle très important dans l'étude des lignes est ce que nous appellerons rapport d'ondes stationnaires ou coefficient d'ondes stationnaires. Pour simplifier, nous le désignerons par ses initiales R.O.S.

$$\text{R.O.S.} = \frac{Z_t}{Z_c}$$

Coefficient de réflexion

La présence d'ondes stationnaires provient du retour de l'énergie ou d'une partie de l'énergie qui n'a pu être employée en fin de ligne. Tout se passe comme dans le cas d'un rayon lumineux qui frappe un miroir et qui revient en sens inverse suivant une loi connue. Ce phénomène s'appelle : réflexion. Par analogie avec le phénomène optique, on dit que dans une ligne parcourue par des ondes stationnaires, il y a réflexion des ondes et on définit un coefficient de réflexion

$$K = \frac{\text{R.O.S.} - 1}{\text{R.O.S.} + 1}$$

Il représente le pourcentage de courant qui rétrograde par rapport au courant total. Par exemple, une ligne d'impédance caractéristique 100 Ω fermée sur une résistance de 900 Ω aura un R.O.S. de 9 et

$$K = \frac{9 - 1}{9 + 1} = 0{,}8$$

Il y aura donc 80 % du courant qui sera réfléchi et 80 % également de la tension, soit une énergie réfléchie égale à 64 % de l'énergie totale circulant dans la ligne ; 36 % seulement de l'énergie seront absorbés par la charge de 900 Ω.

Effets produits par la présence d'ondes stationnaires

Voyons quel peut être l'effet du R.O.S., c'est-à-dire de la présence d'ondes stationnaires sur le fonctionnement d'une ligne.

Prenons comme exemple une ligne ayant une impédance caractéristique Z_e de 100 Ω et alimentée par un générateur fournissant 100 watts d'énergie haute fréquence.

1[er] *cas :* $Z_t = Z_e = 100\ \Omega$. La ligne est adaptée. Le courant est constant le long de la ligne et égal à

$$\sqrt{\frac{W}{Z_e}}.$$

$$I = \sqrt{\frac{100}{100}} = 1 \text{ ampère.}$$

$V = 1 \times 100 = 100$ volts.

L'énergie à la sortie de la ligne est égale à celle qu'on applique à l'entrée, ce qui est normal puisque nous supposons la ligne sans pertes.

2[e] *cas :* La ligne est chargée par 25 Ω ou 400 Ω. Le R.O.S., dans les deux cas, est 4

$$\frac{400}{100} = 4 \text{ ou } \frac{100}{25} = 4$$

Le coefficient de réflexion K est

$$K = \frac{4 - 1}{4 + 1} = \frac{3}{5} = 0{,}6 = \frac{60}{100}$$

Cela signifie que le courant et la tension réfléchis seront les $\frac{60}{100}$ du courant et de la tension qui existerait dans une ligne bien adaptée, dissipant la même énergie dans sa charge. Le rapport de l'énergie réfléchie à l'énergie totale est égal au carré du rapport du courant réfléchi au courant dans la ligne adaptée

$$\frac{E_{ref}}{E_{tot}} = (0,6)^2 = 0,36$$

Donc, 36 % de l'énergie retourne au générateur et 64 % est utilisé sur la charge finale. Dans la ligne adaptée, le courant est 1 ampère et la tension 100 volts.

Le courant réfléchi sera

$$I_{ref} = 1 \text{ A} \times 0,6 = 0,6 \text{ A}$$

La tension réfléchie sera

$$V_{ref} = 100 \text{ V} \times 0,6 = 60 \text{ V}$$

Le courant oscillera donc entre

1 A + 0,6 A et 1 A — 0,6 A, soit entre 1,6 ampère et 0,4 ampère.

La tension oscillera entre

100 + 60 = 160 volts et 100 — 60 = 40 volts.

Dans une ligne bien adaptée, le courant aurait été pour 64 watts utilisables

$$I = \sqrt{\frac{64}{100}} = 0,8 \text{ A}$$

et la tension

$$V = 0,8 \times 100 = 80 \text{ volts}$$

On remarque que le rapport $\frac{I_{max}}{I_{min}}$ est égal au R.O.S. $\frac{1,6}{0,4} = 4$.

Il en est de même pour les tensions.

Ainsi, si la ligne est mal adaptée, on ne pourra utiliser toute la puissance fournie par le générateur et la partie utilisable sera d'autant plus petite que le R.O.S. sera plus élevé.

Au lieu d'avoir un courant constant de 0,8 A, on aura un courant qui atteindra en pointe 1,6 ampère ; il faudra donc des conducteurs plus gros pour supporter ce courant plus élevé.

La tension, au lieu d'être constante et égale à 80 volts, atteindra en pointe 160 volts. Il faudra donc prévoir de meilleurs isolants. La ligne convenable coûtera donc plus cher, pour une même quantité d'énergie transportée, si elle est le siège d'ondes stationnaires que si elle est adaptée.

Si la charge de la ligne est une antenne et si cette charge est très différente de l'impédance caractéristique de la ligne, l'énergie recueillie par l'antenne pour être rayonnée est très faible. On dit que l'antenne « ne pompe pas » en jargon d'amateur. Cette expression dit cependant bien ce qu'elle veut dire.

Si nous nous imposons de transmettre à la charge Z_t une puissance donnée, voyons un peu ce qui va résulter de la présence d'ondes stationnaires.

Utilisons une ligne de $Z_c = 90\ \Omega$ fermée sur une charge de 10 Ω et supposons que nous voulions dissiper sur cette charge une énergie de 90 watts. Si la

ligne était adaptée, c'est-à-dire fermée sur 90 Ω, le courant serait 1 ampère et la tension 90 volts, et nous aurions 90 watts sur la résistance terminale de 90 Ω. Mais la charge n'est que de 10 Ω. Le R.O.S. est $\frac{90}{10} = 9$.

Le coefficient de réflexion est

$$\frac{9 - 1}{9 + 1} = 0{,}8 = \frac{80}{100}$$

L'énergie réfléchie est $\frac{64}{100}$ de l'énergie fournie à l'entrée.

L'énergie utilisable n'est donc que $\frac{36}{100}$ de l'énergie fournie à l'entrée.

Pour avoir 90 watts à la sortie, il faudra à l'entrée $\dfrac{90 \text{ watts}}{\frac{36}{100}} = 250$ watts.

Sur ces 250 watts, 90 seront utilisables et 160 retourneront vers le générateur.

Avec 250 watts, le courant et la tension dans une ligne de $Z_c = 90$ Ω bien adaptée seraient

$$I = \sqrt{\frac{250}{90}} = 1{,}66 \text{ amp.}$$

$$V = 1{,}66 \times 90 = 150 \text{ volts}$$

Le courant et la tension réfléchis sont $\frac{80}{100}$ de ces valeurs :

$$I_{refl} = 1{,}66 \times \frac{80}{100} = 1{,}33 \text{ amp.}$$

$$V_{refl} = 150 \times \frac{80}{100} = 120 \text{ volts.}$$

La tension oscillera donc entre

$$150 + 120 = 270 \text{ volts et } 150 - 120 = 30 \text{ volts}$$

Le courant oscillera entre

$$1{,}66 + 1{,}33 = 3 \text{ amp. et } 1{,}66 - 1{,}33 = 0{,}33 \text{ amp.}$$

On constate encore que les tensions maxima et minima sont dans un rapport 9 égal au R.O.S. Il en est de même des courants.

La présence d'ondes stationnaires fait donc monter le courant à 3 ampères au lieu de 1 dans la ligne bien adaptée, et la tension à 270 volts au lieu de 90. On voit les surintensités et les surtensions provoquées par les ondes stationnaires à égalité de puissance utilisable.

Il y a donc le plus grand intérêt à annuler le R.O.S. ou à le réduire au minimum. Si dans notre dernier exemple on avait intercalé entre la ligne de Z_c = 90 Ω et la charge de 10 Ω un quart d'onde de $Z_c = \sqrt{90 \times 10} = 30$ Ω, on aurait

fait fonctionner la ligne correctement puisqu'elle aurait été terminée sur une impédance égale à Z_c. Il existe d'autres méthodes d'adaptation d'impédance que nous étudierons par la suite.

On ne peut manquer de faire le rapprochement entre les effets du R.O.S. sur le fonctionnement d'une ligne parcourue par du courant haute fréquence, et les effets *du facteur de puissance* (le fameux *cos* φ des électriciens) sur la transmission de l'énergie électrique. La similitude est complète, tous deux conditionnent le rapport entre énergie active et énergie réactive et ceux qui sont familiarisés avec les phénomènes électriques causés par le cos φ seront plus aptes à saisir les effets dus au R.O.S.

Lignes avec pertes

Dans toute cette étude, nous avons négligé les pertes dans la ligne. Elles existent obligatoirement dans toute ligne et sont dues à plusieurs causes. (Les tableaux III et IV donnent ces pertes pour le cas d'une ligne parfaitement adaptée.)

Résistance des conducteurs en haute fréquence

D'abord à la résistance ohmique des conducteurs qui, on le sait, n'est pas la même en haute fréquence qu'en courant continu, les courants haute fréquence n'utilisant pour circuler que la partie périphérique des conducteurs, c'est l'effet pelliculaire. On assimile le conducteur plein parcouru par de la haute fréquence à un conducteur tubulaire qui aurait le même diamètre extérieur et dont la résistance en courant continu serait la même que la résistance du conducteur plein en courant haute fréquence.

Connaissant l'épaisseur du tube et la matière dont il est constitué, on peut alors calculer sa résistance et en déduire celle du tube plein en courant HF.

Pour le cuivre, on trouve que l'épaisseur du tube est

$$\frac{2{,}61}{\sqrt{f}} \quad \text{ou } f \text{ est exprimé en Hertz.}$$

Une formule plus pratique donne la résistance en haute fréquence à partir des dimensions du conducteur

$$R_{hf} = \frac{261 \sqrt{f} \times 10^{-9}}{P}$$

Dans cette formule, R est en ohms par cm et P est le périmètre du conducteur en cm, *f* est en cycles. Cette formule n'est valable que pour le cuivre. Plus la fréquence est grande, plus la résistance augmente ; et plus le tube est gros, plus elle diminue. On peut encore exprimer la résistance en fonction du diamètre du conducteur en cm et on a

$$R_{hf} = \frac{83{,}2 \sqrt{f} \times 10^{-9}}{d}$$

Un fil de cuivre de 2 mm de diamètre a une résistance en courant continu de 5,6 Ω par km.

A 225 MHz sa résistance est :

$$\frac{82{,}3 \times \sqrt{225\,000\,000} \times 10^{-9} \times 10^{5}}{2}$$

soit 62,4 Ω par km.

On voit que la résistance augmente dans des proportions énormes avec la fréquence. Comme aux très hautes fréquentes, la partie centrale est inutilisée, la formule reste valable s'il s'agit d'un tube au lieu d'un conducteur plein.

Si on avait affaire à des conducteurs en aluminium, il faudrait multiplier les chiffres donnés ci-dessus par 1,56 ; la résistivité de l'aluminium étant 1,56 fois celle du cuivre.

Pertes dans les isolants

La deuxième cause de pertes est constituée par les courants de fuite dans les isolants. Plus l'épaisseur de l'isolant sera grande entre les deux conducteurs, plus les pertes seront petites. Le meilleur isolant est l'air, mais comme il n'a pas de consistance, on est obligé de lui substituer partiellement ou totalement des isolants solides afin de maintenir constant l'écartement entre les conducteurs. Une ligne pourvue d'une bonne épaisseur de bon isolant aura peu de pertes, mais sa construction sera coûteuse.

Pertes par rayonnement

Enfin, il est une troisième cause de pertes, c'est le rayonnement de la ligne. Si l'écart entre les deux conducteurs de la ligne est faible vis-à-vis de la longueur d'onde du courant qui parcourt la ligne, les pertes par rayonnement seront faibles, car les deux conducteurs de la ligne étant parcourus par des courants en opposition de phase, leurs effets se détruiront presque complètement.

Ces pertes qui existent dans une ligne bien adaptée seront considérablement augmentées par la présence d'ondes stationnaires dans la ligne, car le courant y sera plus grand et la tension plus élevée.

Ligne non adaptée à l'entrée et à la sortie

Nous avons supposé dans notre étude sur les ondes stationnaires que toute l'énergie réfléchie était retournée au générateur. Du point de vue des ondes réfléchies, c'est le générateur qui est la charge terminale puisque ces ondes parcourent la ligne en sens inverse. Pour que toute l'énergie réfléchie soit absorbée par le générateur, il faut que son impédance soit égale à l'impédance caractéristique de la ligne. S'il n'en est pas ainsi, il va y avoir à nouveau réflexion de l'onde réfléchie à l'entrée de la ligne et une partie de l'énergie réfléchie sera réabsorbée par le générateur tandis qu'une autre partie reprendra le chemin primitif de l'énergie dans la ligne ; le rapport entre la partie de l'énergie re-réfléchie (!) à l'entrée et celle qui était réfléchie à la sortie sera conditionné par le facteur de réflexion ou le R.O.S. $\frac{Z_g}{Z_c}$ (Z_g étant la résistance du générateur). Ainsi, si une ligne de $Z_c =$ 100 Ω est alimentée par un générateur d'impédance $Z_g = 50$ Ω et est fermée sur une charge $Z_t = 300$ Ω, le phénomène suivant aura lieu.

Le R.O.S. d'entrée est $\frac{100}{50} = 2$ et le K d'entrée $\frac{2 - 1}{2 + 1} = \frac{1}{3}$.

Le R.O.S. de sortie est $\frac{300}{100} = 3$ et le K de sortie $\frac{3 - 1}{3 + 1} = \frac{1}{2}$.

Si le générateur fournit 100 watts, 25 watts seront réfléchis en fin de ligne ; sur ces 25 watts : $\frac{1}{9}$ soit 2,8 watts seront réfléchis à l'entrée et ainsi de suite...

On imagine la camplexité des phénomènes qui se passeront dans la ligne par la superposition de ces différents régimes d'ondes stationnaires de phases différentes.

Ce que nous venons de dire nous montre que quand la ligne est adaptée l'impédance du générateur n'a aucune importance du point de vue du fonctionnement de la ligne. Il n'en est pas de même s'il y a réflexion.

Fonctionnement correct d'une ligne

Dans une antenne d'émission, l'énergie provient de l'émetteur et c'est l'antenne qui est la charge terminale. Il importe donc avant tout que l'impédance de l'antenne soit égale à l'impédance caractéristique de la ligne.

Dans une antenne de réception, le générateur est l'antenne et la charge terminale est le récepteur. Il faudra donc que l'impédance d'entrée du récepteur soit égale à l'impédance caractéristique de la ligne.

Pour d'autres raisons, rendement maximum, couplage correct de la ligne à l'émetteur dans l'antenne d'émission et couplage correct de la ligne à l'antenne dans l'antenne de réception, le fonctionnement de l'ensemble ne sera parfait que si la ligne est *adaptée aux 2 extrémités.*

Différents types de ligne

Lignes à fils parallèles et coaxiales.

Il existe comme nous l'avons dit, au début de ce chapitre, deux types principaux de lignes couramment utilisés.

La ligne à fils parallèles et la ligne à conducteurs concentriques dite co-axiale.

Nous avons vu que l'impédance caractéristique de ces lignes dépend de leurs dimensions géométriques qui conditionnent inductance et capacité réparties.

Les deux dimensions à considérer sont le diamètre de chacun des conducteurs et leur écartement d'axe en axe.

Dans la ligne à fils parallèles les deux conducteurs ont le même diamètre (fig. II-32 a).

Dans la ligne coaxiale le rayon du conducteur extérieur est la distance d'axe en axe des deux conducteurs (fig. II-32 b).

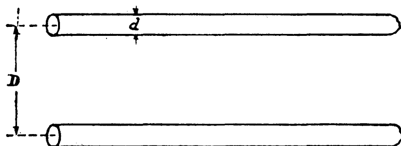


FIG. II-32*a*. — *Ligne à fils parallèles.*

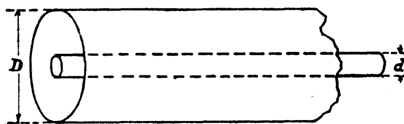


FIG. II-32*b*. — *Ligne coaxiale.*

Lignes à diélectrique air.

Pour la ligne à fils parallèles isolée à l'air la formule donnant Z_c est

$$Z_c = 276 \log \frac{d}{2D} \qquad (1)$$

Il s'agit de logarithmes naturels à base 10.
D est la distance d'axe en axe des deux fils.
d est le diamètre du fil.
D et *d* sont exprimés dans la même unité.
Pour la ligne coaxiale isolée à l'air

$$Z_c = 138 \log \frac{D}{d} \qquad (2)$$

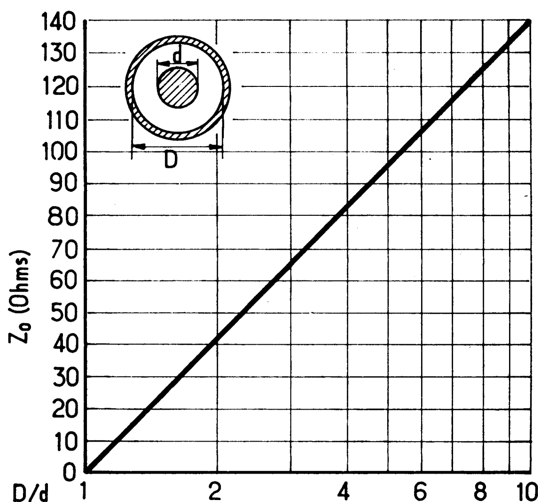


Fig. II-33

TABLEAU II
Lignes à fils parallèles dans l'air

$\frac{D}{d}$	2	3	4	5	7	10	20	30	50	100	200	300	500	1 000
$Z_c \Omega$	165	220	250	270	330	360	445	490	560	635	720	770	830	920

Nota. — **La ligne de 600 ohms correspond à D/d = 75.**

TABLEAU III
Lignes coaxiales à diélectrique air

$\frac{D}{d}$	2	3	4	5	6	7	8	10	12	15	20	30	40	50	50	70	100
ZΩ	42	66	83	96	108	117	127	138	148	163	180	204	223	223	235	253	276

dans laquelle D est le diamètre intérieur du conducteur extérieur et *d* le diamètre extérieur du conducteur intérieur.

Ligne à diélectrique autre que l'air.

Si un isolant est interposé la formule sera modifiée comme suit :

Pour un câble co-axial à isolant plein dont l'isolant a une constante diélectrique ε

$$Z_c = 138 \log_{10} \frac{D}{d} \times \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$$

Si le câble a un isolant formé de rondelles isolantes d'épaisseur *e* et espacées d'une longueur *l*

$$Z_c = 138 \log_{10} \frac{D}{d} \quad \frac{1}{\sqrt{\frac{(k-1)\,e}{l} + 1}}$$

k est la constante diélectrique de l'isolant (voir tableau V).

Les deux tableaux II et III donnent les résultats des formules *1* et *2* pour différentes valeurs de $\frac{D}{d}$, ceci pour éviter au lecteur des calculs fastidieux.

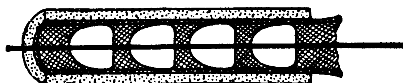


FIG. II-34. — *Coupe d'un câble coaxial à perles en stéatite ou en polystyrène.*

Le tableau *1*, relatif aux lignes à fils parallèles dans l'air, montre qu'une ligne à fils parallèles de $Z_c > 450\ \Omega$ est facile à réaliser avec des entretoises isolantes disposées de place en place, 2 à 3 par mètre de ligne, avec des conducteurs de diamètres allant de 1,5 à 2 mm. L'écartement est au moins de vingt fois le diamètre, soit 3 à 4 cm.

Pour les lignes de Z_c inférieur, on utilise des lignes toutes faites, livrées dans le commerce sous forme de ruban plat en isolant pressé sur les deux conducteurs et maintenant ceux-ci à écartement constant. (Leur réalisation amateur est assez difficile ; la ligne a tendance à se vriller.)

Ligne 300 Ω twin-lead.

Ces lignes sont couramment livrées avec une impédance caractéristique de 300 Ω. Elles sont assez bon marché, sont symétriques et ont, lorsqu'elles sont sèches, de faibles pertes. Par contre, elles ont un grave inconvénient : celui d'avoir des pertes énormes lorsqu'elles sont mouillées.



FIG. II-35. — *Ligne de 300 ohms à fils parallèles.*

Ainsi a 100 MHz ce type de ligne ou, comme nous pouvons le nommer de par sa destination habituelle, ce type de feeder a six fois plus de pertes quand il est humide que quand il est sec.

A 700 MHz, les pertes pour le feeder humide sont de 7 à 8 fois supérieures à celles enregistrées sur le même feeder sec.

Comme ces lignes sont habituellement dehors, donc soumises aux intempéries, on voit que l'inconvénient signalé les fait déconseiller pour cet emploi, malgré les avantages qu'elles peuvent présenter par ailleurs.

Ligne 300 Ω tubulaire.

On a réalisé un autre type de feeder de 300 Ω d'impédance caractéristique, à fils parallèles également, mais de forme tubulaire. Ainsi l'isolant entre les deux conducteurs est pratiquement de l'air.

Avec ce type de feeder, les pertes varient du simple au double seulement pour le feeder sec et le feeder humide (fig. II 39).

D'autre part, il a l'avantage de n'avoir pas beaucoup de prise au vent, ce qui n'est pas le cas pour le ruban plat qui n'a rien d'aérodynamique.

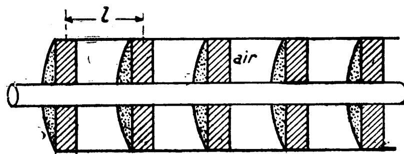


FIG. II-36. — *Coupe d'une ligne coaxiale à rondelles isolantes.*

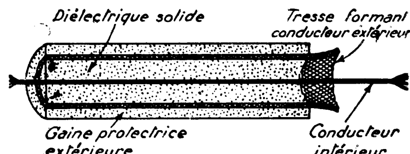


FIG. II-37. — *Coupe d'un câble coaxial à diélectrique solide*

Lignes coaxiales.

Les lignes co-axiales sont réalisées de façons très différentes, suivant leur utilisation.

Pour la liaison entre des émetteurs puissants et leurs antennes, on utilise des lignes co-axiales rigides faites d'un gros tube de cuivre dont le diamètre peut atteindre une dizaine de cm., dans l'axe duquel est maintenu un conducteur en cuivre généralement plein, soit à l'aide de rondelles isolantes, soit à l'aide de rondelles étoilées isolantes disposées de place en place ; ainsi le diélectrique est pratiquement de l'air. On a intérêt à maintenir, à l'intérieur du tube, un air le plus sec possible : un air humide, ou même de l'eau circulant accidentellement, peut amener des pertes considérables.

Câbles coaxiaux souples

Pour les petites installations d'émission, de réception, de télévision, on emploie du câble souple. La nécessité de maintenir le conducteur intérieur au centre du conducteur extérieur, tout en permettant la souplesse du câble, a posé des problèmes qui ont été résolus de différentes façons. On imagine qu'il faut que les deux conducteurs soient maintenus en place à des intervalles très rapprochés afin qu'un coude du câble ne provoque pas un court-circuit ou ne change son impédance caractéristique.

Ces câbles sont du type coaxial à diélectrique plein. Leurs pertes à 200 MHz sont tout à fait acceptables, et ils constituent de très bons câbles de descente d'antenne pour la télévision sur 180 MHz ou l'émission sur 144 MHz.

On trouvera au chapitre XIV les caractéristiques des câbles récents.

TABLEAU IV

CABLES COAXIAUX DE FABRICATION FRANÇAISE

						Bifilaire blindé														Bifilaire à diélectrique solide
Appellation	50 PPD	50 MD	50 MM	50 GM	50 GD	2M 75	75 PDL	75 CPD	75 PD	75 CMD	75 CMM	75 MD	75 MM	75 PM	75 GM	75 GD	100 MD	100 MM	M 150	2D 300
Impédance caractéristique Ω	50	50		50	50	75	75	75	75	75	75	75	75	75	75	75	100	100	150	300
Facteur K	0,66	0,66	50 0,65	0,65	0,65	»	0,66	0,75	0,66	0,75	0,75	0,66	0,66	»	»	0,65	»	5,1	0,72	0,82
Capacité pF/m	98	98	98	98	100	67	66,5	60	69	59	60	69	65	»	»	68	»	»	33	14
Pertes en db, pour 30 m (à 200 MHz)	9,3	4,5	3,4	0,3	2,1	7,5	6	6,6	6,6	3,9	3,9	4,5	3,9	5,4	2,4	3	6	»	1,8	0,75
Pertes en db, pour 30 m (à 10 MHz)	1,95	0,7	0,6	1,6	0,4	1,5	1,2	1,3	1,3	0,9	0,9	0,7	0,5	1	0,4	0,5	0,7	0,7	0,4	0,3
Diamètre extérieur (en mm)	3,5	11	11	25	25	7,2	6,5	5,2	6,5	7	7	11	11	6,5	25	25	11	11	14	10,2

La solution pratique idéale est le câble à isolant plein, mais pour un minimum de pertes l'isolement air est préférable.

Aussi a-t-on réalisé des câbles dits : semi-aérés, dans lesquels une hélice permet de maintenir les conducteurs à distance mutuelle convenable tout en rendant possible la circulation de l'air.

D'autres câbles utilisent des perles isolantes s'emboîtant et s'articulant les unes sur les autres. Les figures II 34, 36, 37, 38 montrent la réalisation pratique de ces câbles.

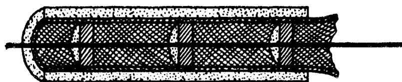


FIG. II-38. — *Coupe d'un câble coaxial à rondelles de stéatite.*

Il existe des câbles à *conducteur central plein,* d'autres à *conducteur central divisé.* Le deuxième type est plus souple, mais le premier est plus solide. D'autre part, les câbles à fils divisés présentent un inconvénient : c'est l'effet de spiralité qui occasionne des pertes supplémentaires, les différents fils s'isolant les uns des autres par oxydation.

Le câble coaxial souple utilisé comme isolant, le plus couramment le *polyéthylène,* qui est un hydrocarbure synthétique, dont la constante diélectrique est 2,3 ; la résistivité 3×10^{-17} ohms-cm. Cet isolant conserve sa souplesse entre — 20 degrés et + 80 degrés. Il se ramollit vers 110 degrés. (Attention : ne pas le chauffer lors d'une soudure des conducteurs.)

Il se dissout dans le trichloréthylène.

Les bases et les acides sont pratiquement sans action.

Il est très stable dans le temps.

Le conducteur extérieur réalisé sous forme de tresse pour assurer la souplesse est protégé le plus souvent par une gaine en *chlorure de vinyle* ; ce produit est insensible à la plupart des agents chimiques, il est imperméable, résiste à l'abrasion, aux moisissures, ce qui le rend tout particulièrement apte à la protection extérieure des câbles.

Les câbles coaxiaux sont à peu près insensibles à la pluie et à l'humidité ; cependant, de l'eau peut s'infiltrer dans la gaine extérieure des coaxiaux à isolant plein et dans l'hélice des câbles semi-aérés, si l'extrémité de ceux-ci est tournée vers le haut : vers la pluie.

Il faudra toujours diriger la partie terminale de ces câbles vers le bas pour éviter que l'eau de pluie ne pénètre dans le câble par capillarité, ou protéger cette partie par une boîte étanche.

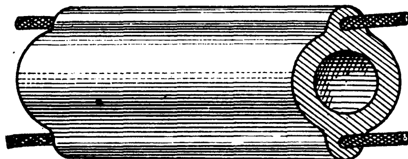


FIG. II-39. — *Aspect d'un câble d'émission américain amphénol de 300 Ω ; notez sa forme cylindrique*

TABLEAU V

Constantes diélectriques des principaux isolants utilisés dans la confection des antennes

Nature du produit	K
Polystyrène	2,4 à 2,9
Stéatite	4,4 à 6,5
Porcelaine	6 à 7
Ebonite	2 à 3,5
Bakélite	5 à 7,5

TABLEAU VI

Longueur des quarts d'onde des principaux types de lignes

Fils parallèles	$0{,}975\,\frac{\lambda}{4}$
Tubes parallèles	$0{,}95\,\frac{\lambda}{4}$
Câble coaxial	$0{,}65$ à $0{,}85\,\frac{\lambda}{4}$
Câble torsadé	$0{,}56$ à $0{,}65\,\frac{\lambda}{4}$

3° ***Câble d'émission américain amphénol de* 300 Ω.**

K = 0,79. Puissance transportable = 1 kW.

Pertes en dB pour 10 m	0,28	0,53	0,76	1,26	2,03
Fréquence en MHz/s ..	30	60	100	200	400

Il existe, enfin, des lignes à fils parallèles placées sous un blindage analogue à celui d'un coaxial.

On réalise aux U.S.A. de tels câbles, comprenant deux conducteurs sous gaine de polyéthylène et recouverts d'une tresse formant blindage ; ces câbles ont de faibles pertes même à 800 MHz et ont été conçus pour la réception des nouvelles chaînes de télévision émettant sur des fréquences de cet ordre de grandeur.

TABLEAU VII

Lignes à fils parallèles et câbles U.S. courants

TYPE DE LIGNE OU CABLE	Impédance caractéristique Ω	Facteur K	Capacité en pF par m	PERTES EN dB POUR 30 m — Fréquence en MHz								
				3,5	7	14	21	28	50	144	220	420
Ligne à fils parallèles		0,975		0,03	0,05	0,07	0,08	0,1	0,13	0,25		
Tubes parallèles		0,95										
Coaxial à isolement par l'air		0,85		0,2	0,28	0,42	0,48	0,55	0,7	1,4		
RG8/U, coaxial à diélectrique solide.	52	0,66	90	0,3	0,45	0,66	0,83	0,98	1,35	2,5	3,3	4,8
RG58/U	53,5	0,66	87	0,68	1	1,5	1,9	2,2	3,1	5,7	7,2	10,4
RG11/U	75	0,66	71	0,38	0,55	0,80	0,98	1,15	1,55	2,8	3,4	4,9
RG59/U	73	0,66	64	0,64	0,9	1,3	1,6	1,8	2,4	4,2	5,2	7,2
Lignes à conducteurs parallèles : twin-lead à diélectrique solide 214-080	75	0,68	60	1,5	2,1	2,9	3,6	4,1	5,5	9	11	15
Type émission 214-023	75	0,71	62	0,29	0,49	0,82	1,15	1,4	2,1	4,8		
Type 214-079 (plat)	150	0,77	31	0,46	0,66	0,97	1,2	1,4	1,9	3,3	4	5,7
Type 214-056 (plat)	300	0,82	18	0,18	0,28	0,41	0,52	0,6	0,85	1,55	1,9	2,8
Type 214-100	300	0,82		0,18	0,28	0,41	0,52	0,6	0,85	1,55	1,9	2,8
Type 214-185	300	0,82		0,14	0,22	0,34	0,43	0,51	0,72	1,35	1,75	2,6
Type 214-022	300	0,82	10	0,1	0,15	0,24	0,31	0,37	0,52	1	1,29	1,9
Type 214-271 (tubulaire)	300	0,82		0,18	0,28	0,41	0,52	0,60	0,85	1,55	1,9	2,8
Type 214-076 (tubulaire) émission ..	300	0,82	12	0,14	0,22	0,33	0,41	0,48	0,68	1,25	1,6	2,3

Ce genre de câble cumule l'avantage de la symétrie, qui est l'apanage des lignes à fils parallèles, avec celui de la protection contre les perturbations extérieures, qui est le gros atout des câbles coaxiaux.

Nous avons utilisé un câble de ce genre, dont l'épaisseur de l'isolant ridiculement faible causait des pertes catastrophiques.

Longueurs des quarts d'onde des principaux types de lignes en fonction de la fréquence

Ligne de 600 Ω	$\frac{\lambda}{4} = \frac{73}{F}$
Tubes parallèles	$\frac{\lambda}{4} = \frac{71}{F}$
Coaxial isolé à l'air................................	$\frac{\lambda}{4} = \frac{64}{F}$
Coaxial à isolement solide	$\frac{\lambda}{4} = \frac{49,5}{F}$
Ligne de 300 Ω en ruban	$\frac{\lambda}{4} = \frac{61,5}{F}$
Ligne de 75 Ω (deux fils)	$\frac{\lambda}{4} = \frac{51}{F}$

NOTA. — Dans ce tableau, les longueurs d'onde sont exprimées en mètres et les fréquences en MHz.

Choix d'un câble

Le choix d'un câble ne doit se faire qu'après avoir pris connaissance d'une de ses qualités essentielles : ses pertes en dB par m. à la fréquence d'utilisation Ce n'est qu'entre plusieurs câbles possédant le même facteur de pertes qu'on pourra fixer son choix, d'après d'autres considérations : souplesse, grosseur, etc.

B. — La partie rayonnante

1.) Dans la première partie A du chapitre II, nous avons parlé des lignes de transmission. Ces lignes sont nécessaires pour acheminer l'énergie haute fréquence, de sa source qui est l'émetteur à son utilisation qui est la partie rayonnante : l'antenne proprement dite. (Certaines antennes fonctionnent sans ligne de transmission.) Nous avons vu à quelles lois ces lignes devaient satisfaire

pour fonctionner correctement. Maintenant, nous allons chercher à utiliser au mieux cette énergie que nous avons appris à acheminer avec le minimum de pertes.

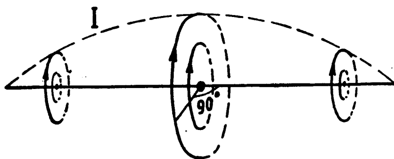


FIG. II-40. — *Champ magnétique créé par le courant dans l'antenne* $\frac{\lambda}{2}$. *Aux extrémités I est nul, le champ est nul ; au milieu I est maximum : le champ est maximum. Le plan des lignes de force est perpendiculaire à l'antenne.*

Une antenne, répétons-le, est faite pour rayonner de l'énergie haute fréquence sous forme d'ondes électromagnétiques ou par voie de réciprocité pour capter ces ondes et en extraire de l'énergie haute fréquence. N'importe quel dispositif n'est pas apte à effectuer cette transformation.

Constatation du rayonnement

Supposons que nous prenions une spire, bien dégagée des obstacles ambiants et que nous y envoyions du courant alternatif de fréquence variable, en ayant soin que cette spire ne présente jamais d'effet réactif et qu'elle puisse être, à toutes les fréquences, considérée comme une résistance (sans inductance ni capacité).

Si cette boucle a une résistance ohmique R, la puissance dissipée en chaleur sera RI^2 (I étant le courant efficace).

Supposons que nous puissions mesurer la quantité d'énergie W envoyée à la spire. Nous constaterions alors le phénomène suivant. Lorsque la fréquence est basse : $W = RI^2$, toute l'énergie envoyée est dissipée en chaleur. Mais au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence, W deviendrait supérieur à RI^2, c'est-à-dire qu'une partie de l'énergie envoyée dans la spire disparaîtrait autrement que sous forme de chaleur, et le rapport entre cette énergie disparaissant mystérieusement et RI^2 augmenterait de plus en plus.

Cette énergie disparue a tout simplement été rayonnée. Si on coupe la spire et qu'on l'étende pour en faire un conducteur rectiligne, on constate que pour une même fréquence une plus grande proportion de l'énergie est rayonnée. Ce qui prouve que le conducteur rectiligne rayonne mieux qu'un conducteur circulaire. C'est ce qui explique que les antennes sont le plus souvent réalisées avec des fils ou tubes ayant la forme rectiligne.

Comment expliquer le phénomène du rayonnement ? Nous allons vous soumettre un semblant d'explication qui, nous le pensons, vous permettra d'entrevoir le processus du phénomène de rayonnement.

Hypothèse sur la façon dont se produit le rayonnement

Lorsqu'on étudie l'électricité, on apprend qu'un courant circulant dans un conducteur crée autour du conducteur un champ magnétique dont les lignes de force s'étendent sous forme de cercles dans un plan perpendiculaire au conducteur.

Ce champ magnétique sera variable si le courant qui le produit l'est. Si le courant varie à la fréquence f, le champ variera également à la fréquence f. Un conducteur placé dans ce champ de telle façon qu'il coupe les lignes de force sera le siège d'une force électromotrice de fréquence f qui donnera naissance dans le conducteur à un courant également de fréquence f. Ce courant dépendra de la résistance du conducteur. Si ce conducteur est très résistant, un isolant par exemple, le courant sera très faible, mais la tension existera de la même façon qu'elle existe entre les armatures d'un condensateur, bien que le circuit dans lequel est inséré le condensateur ne soit le siège d'aucun courant. Or on sait qu'entre les armatures d'un condensateur il existe un champ électrostatique qui dépend de la tension entre les armatures et qui varie avec cette tension.

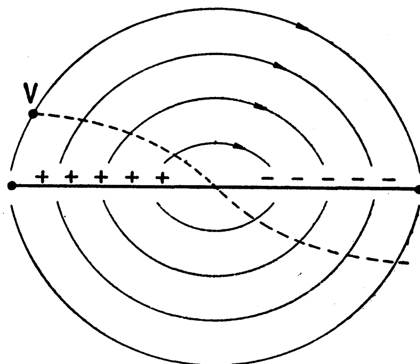


Fig. II-41. — *Champ électrique créé par la d.d.p entre points situés de part et d'autre du centre de l'antenne. Le plan de ce champ contient l'antenne.*

Donc la tension variable produite par le champ magnétique va créer un champ électrique variable dans l'espace entourant l'antenne lequel va donner naissance à des courants de déplacement qui, à leur tour, recréeront un champ magnétique. Il y aura donc perpétuel échange entre ces deux champs : champ magnétique et champ électrique ; mais ce changement ne se fait pas instantanément. Aussi le champ magnétique créé par l'antenne va créer un champ électrique avant qu'il n'ait pu restituer toute son énergie au conducteur qui l'a créé.

On sait que théoriquement un champ magnétique ne demande aucune énergie pour son entretien mais qu'il exige une énergie pour sa création, énergie qu'il restitue lors de sa disparition. Ainsi donc si l'échange d'énergie était instantané, le courant, créant le champ, se trouverait reconstitué lors de la disparition du champ par annulation du courant qui l'a produit. (Dans un courant alternatif, le courant s'annule deux fois par période.) Comme il n'en est pas ainsi, une partie de l'énergie qui n'a pu regagner à temps le conducteur reste dans l'espace suivie d'une même quantité d'énergie à la période suivante. Ainsi, de proche en proche, l'énergie quittant l'antenne poussant devant elle sa devancière, va propager cette énergie dans l'espace sous les formes alternées des deux champs cités ci-dessus (fig. II-42).

Cette énergie se propageant dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques va s'affaiblir au fur et à mesure qu'elle s'éloignera de sa source. Elle s'atténuera, suivant une loi générale, en raison inverse du carré de la distance.

Pour que le phénomène du rayonnement ait lieu, il faut que le courant en chaque point de l'antenne soit variable en fonction du temps. C'est ce qui a lieu dans un régime d'ondes stationnaires.

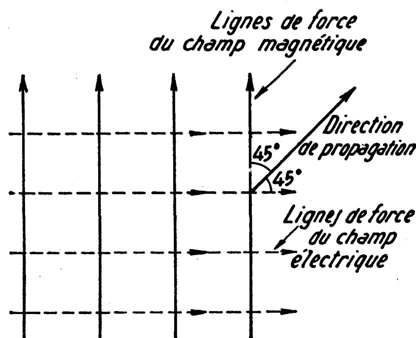


FIG. II-42. — *Les champs magnétiques et électriques sont perpendiculaires et leur plan est perpendiculaire à la direction du rayonnement.*

Dans un régime d'ondes progressives le courant est constant puisque chaque onde est immédiatement remplacée par une autre (voir fig. II-9). Il se passe le même phénomène que dans une dynamo où le courant dans une spire de l'induit est alternatif ; c'est le collecteur qui, connectant les bornes de sortie successivement aux différentes spires au moment où la tension dans celles-ci est maximum, fait que le courant à la sortie est pratiquement continu.

Dans un régime d'ondes stationnaires, au contraire, le courant varie en fonction du temps en chaque point du conducteur, sauf aux nœuds de courant où il est constamment nul.

Un régime d'ondes stationnaires est nécessaire au rayonnement.

Pour qu'il y ait rayonnement il faut que la longueur du conducteur soit de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. C'est pourquoi aux fréquences industrielles on ne constate pas ce phénomène. Dans l'expérience faite avec la spire et décrite au début de ce chapitre, le rayonnement augmentait avec la fréquence parce que la longueur d'onde diminuant avec la fréquence se rapprochait de plus en plus des dimensions de la spire.

Résonance de l'antenne

Si on envoie de l'énergie haute fréquence, de fréquence **f**, dans un conducteur rectiligne, cette énergie va atteindre l'extrémité, rétrograder et, un régime d'ondes stationnaires va s'établir, analogue à celui dont il a été question à propos des lignes de transmission.

Le champ électromagnétique créé par le courant circulant dans ce conducteur sera proportionnel au courant watté ; or, ce courant watté sera maximum quand le circuit formé par le conducteur aura une impédance assimilable à une résistance pure, c'est-à-dire quand il y aura résonance sur la fréquence f.

Un circuit d'antenne, de forme linéaire, puisqu'on a vu que c'est cette forme qui assure un maximum de rayonnement, ne ressemble pas aux circuits

oscillants habituels dans lesquels self-inductance et capacité sont séparées et massées. Dans le circuit linéaire la self-inductance, la capacité, la résistance ohmique sont partagées entre chaque élément de conducteur. Le plus petit conducteur capable d'entrer en résonance sur une fréquence donnée est celui qui permet à l'énergie haute fréquence de faire un aller et retour pendant la durée d'une période.

Ce chemin parcouru pendant une période est précisément égal à la longueur d'onde λ qui vaut

$$\lambda \text{ en cm} = \frac{300\,000\,000}{\text{f (Hertz)}}$$

Si le conducteur à une longueur égale à n fois $\frac{\lambda}{2}$ il en sera de même.

Si le conducteur a une longueur égale à n fois $\frac{2}{\lambda}$ il en sera de même.

Longueur réelle d'une antenne en résonance

En réalité, il n'en est pas tout à fait ainsi. Un conducteur ayant juste une longueur de $\frac{\lambda}{2}$ sera trop long pour entrer en résonance.

Ceci provient de l'effet de raccourcissement dû à la capacité existant entre les éléments du conducteur qui sont à des potentiels différents.

Dans les circuits oscillants courants, plus la capacité est grande, plus il faut raccourcir les bobines constituant l'inductance.

Si on utilise pour fabriquer l'antenne des conducteurs de plus en plus gros, la capacité augmente car les surfaces des électrodes augmentent et il faut pour compenser la réactance créée par cette capacité croissante raccourcir de plus en plus le conducteur.

Le facteur de raccourcissement est donc fonction du rapport du diamètre du conducteur à la longueur d'onde.

Pour des grandes longueurs d'onde on utilise du fil de faible diamètre et le rapport $\frac{d}{\lambda}$ est très petit, mais aux faibles longueurs d'onde on utilise de préférence du tube et le rapport $\frac{d}{\lambda}$ devient relativement important.

TABLEAU VIII

$\frac{\lambda}{2d}$	50	70	100	150	400	800	1000	4000	10000	30000	100000
Facteur de raccourcissement	0,92	0,93	0,935	0,94	0,95	0,955	0,960	0,965	0,97	0,975	0,98

Si on utilise un conducteur de 2 cm de diamètre sur une fréquence de 150 MHz le rapport $\frac{\lambda}{2d}$ est égal $\frac{200}{4} = 50$ et le conducteur devra avoir une longueur de 920 mm au lieu d'un mètre (voir tableau VIII).

Lorsqu'il s'agit de fil, un autre facteur intervient. Ainsi, un fil, de 2 mm de diamètre et de 40 m de longueur, ne peut se maintenir seul et il faut le fixer à chaque extrémité à un support isolant. Cet isolant imparfait équivaut à une certaine longueur de conducteur qui, en quelque sorte, prolonge l'antenne, ce qui oblige à un nouveau raccourcissement. Il est difficile d'évaluer l'effet causé par l'isolant terminal. Cela dépend de la constante diélectrique de l'isolant, de sa longueur ; s'il s'agit d'isolateurs, comme c'est le cas généralement, il y a une boucle de fil qui les entoure ; il y a effet de capacité entre le fil de l'antenne proprement dite et les fils qui relient les isolateurs au support : mur, mât... Tout cela contribue à modifier la longueur de fil assurant la résonance. On évalue généralement à 5 % le raccourcissement produit par ce phénomène, mais rien ne vaut le réglage de la longueur à l'aide de la pince coupante et d'un appareil permettant de constater la résonance ; le grid-dip, par exemple (voir chapitre des mesures). On taillera le fil un peu plus long qu'il n'est nécessaire, on mesurera sa fréquence de résonance qui sera alors trop petite, on coupera une petite longueur de fil puis on recherchera la nouvelle résonance. Après quelques coups de pinces et mesures successifs on atteindra le but cherché, c'est-à-dire la résonance de l'antenne sur la fréquence désirée.

Si le fil n'est pas parfaitement rectiligne et fait des coudes, ce qui peut être nécessaire si on ne dispose pas de suffisamment d'espace pour tendre la longueur désirée en ligne droite, la capacité augmentera, l'isolateur placé au coude aura aussi son influence et l'antenne devra être plus courte que si elle était rectiligne.

Il faut donc bien se persuader qu'il est impossible de calculer une antenne avec précision car il est des impondérables qu'on ne peut chiffrer : effet des isolateurs, des obstacles ambiants, de l'oxydation du fil... Aussi les formules que nous donnons n'ont-elles pas d'autre but que de donner un ordre de grandeur, une base de départ pour les essais ultérieurs qui seuls permettront d'assurer un fonctionnement optimum à l'aide de mesures et de retouches successives.

Formation d'ondes stationnaires dans l'antenne

Lorsque l'on envoie de l'énergie haute fréquence dans une antenne demi-onde, le courant va vers l'extrémité puis revient. Le courant qui revient et celui qui le suit dans le trajet aller sont égaux à l'extrémité et le courant résultant y est nul ; mais plus on s'éloigne de l'extrémité plus il y a de différence entre le courant allant vers l'extrémité et celui qui en revient. Au milieu de l'antenne le courant réfléchi a parcouru une demi-onde de plus que le courant qui va vers l'extrémité $(\frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2})$. Cela correspond à une différence de phase de 180°.

D'autre part, le courant réfléchi circulant en sens inverse du courant à l'aller, cela correspond à un nouveau déphasage de 180°. Le déphasage total est donc de 360°, c'est-à-dire nul. Au milieu de la demi-onde les courants incident et réfléchi sont en phase et s'ajoutent. Le courant y est donc maximum.

Si l'alimentation se fait au milieu de l'antenne $\frac{1}{2}$ onde, au point d'alimentation le courant est en phase avec la tension dans la ligne d'alimêntation que nous supposerons fonctionner correctement. Nous venons de voir que le courant résultant est en phase avec le courant au départ, au milieu de l'antenne ; donc, en ce point, le courant étant en phase avec la tension, l'antenne est assimilable à une résistance pure (fig. II-43).

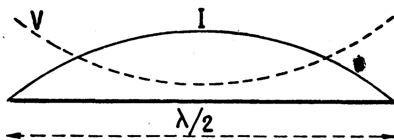


FIG. II-43. — *Répartition de I et V dans une antenne demi-onde sans tenir compte des phases.*

Effets produits dans une antenne mal dimensionnée

Bien entendu ceci n'est valable que si l'antenne à une longueur convenable. Si elle est trop longue, le courant résultant est en retard sur la tension puisque le courant réfléchi a trop de chemin à parcourir ; l'antenne est l'équivalente d'une résistance en série avec une self-inductance, elle présente une réactance inductive.

Si l'antenne est trop courte, le courant réfléchi arrive trop tôt et le courant résultant est en avance sur la tension. L'antenne équivaut à une résistance en série avec une capacité. Elle présente une réactance capacitive.

La réactance sera d'autant plus grande que la longueur de l'antenne sera plus différente de celle qui assure la résonance.

Si l'antenne a une longueur de plusieurs demi-onde, la tension sera toujours maximum aux extrémités et le courant nul ; et à $\frac{\lambda}{4}$, $3\frac{\lambda}{4}$, $5\frac{\lambda}{4}$, etc., le courant sera maximum.

Du fait que l'antenne rayonne, l'énergie se perd au fur et à mesure de sa progression dans l'antenne ; aussi le courant qui revient n'est pas égal au courant aller, sauf à l'extrémité où il est forcément le même.

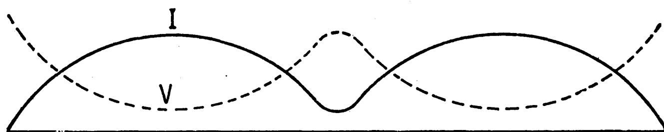


FIG. II-44. — *Répartition de I et V dans une antenne onde entière sans tenir compte des phases.*

Si l'antenne est en résonance, donc équivalente à une résistance pure, toute l'énergie envoyée dans l'antenne disparaît entièrement *sous forme de chaleur* dans la résistance ohmique de celle-ci *et sous forme de rayonnement,* cette dernière énergie étant supposée dissipée dans une résistance fictive appelée *résistance de rayonnement* (fig. II-44).

Rendement d'une antenne

Le rapport entre l'énergie rayonnée par l'antenne et celle que lui fournit l'alimentation exprime le rendement de l'antenne.

La différence entre les deux est dissipée en chaleur dans la résistance ohmique de l'antenne.

Si le courant est I à un ventre d'intensité, R la résistance de rayonnement et ρ la résistance ohmique, celle-ci étant la résistance qui, supposée massée au ventre d'intensité, donc parcourue par le courant I, dissiperait l'énergie effectivement dissipée en chaleur dans l'antenne, on a les relations suivantes :

(La résistance ohmique est répartie également entre chaque point de l'antenne et peut se calculer en fonction de la fréquence comme cela a été indiqué au paragraphe A du chapitre II. Mais le courant n'est pas le même en chaque point de l'antenne, aussi faut-il calculer pour chaque point le produit *ri* et faire la somme de tous ces termes. Le calcul intégral nous montre que cette somme est équivalente au produit de la moitié de la résistance ohmique totale du conducteur par le carré du courant au ventre d'intensité $\rho = \frac{1}{2} r$)

L'énergie rayonnée est donc :

$$RI^2$$

L'énergie dissipée en chaleur $\frac{1}{2} rI^2$.

Le rendement est

$$\frac{RI^2}{RI^2 + \frac{1}{2} rI^2} = \frac{R}{R + \frac{1}{2} r} = \frac{1}{1 + \frac{r}{2R}}$$

r est la résistance ohmique de toute l'antenne.

Le rendement sera donc d'autant plus grand que r sera petit devant R.

Pour un conducteur donné, le rendement augmentera avec la résistance de rayonnement. Si on réussit à augmenter celle-ci, on augmentera son rendement.

Pour augmenter le rendement, on pourra essayer de diminuer la résistance ohmique en employant des conducteurs plus gros ; mais il faudra s'assurer que le jeu en vaut la chandelle.

Ainsi, si une demi-onde dont R vaut 66 Ω, a une résistance ohmique de 4 Ω, le rendement sera $\frac{1}{1 + \frac{4}{2 \times 66}} = 97{,}5\ \%$, donc excellent. On ne gagnerait pratiquement rien à utiliser du fil plus gros.

Mais si cette demi-onde a une R de 5 Ω, ce qui peut arriver si on place près d'elle une autre demi-onde alimentée en opposition de phase, le rendement sera alors

$$\frac{1}{1+\dfrac{4}{2\times 5}} = 71{,}5\ \%$$

On gagnerait alors beaucoup en utilisant un conducteur beaucoup moins résistant.

Il ne faut pas confondre le rendement et le gain d'une antenne. Le rendement conditionne le rayonnement total, le gain conditionne, lui, la répartition de ce rayonnement dans l'espace.

Le fait que l'énergie se dissipe en rayonnement en se propageant dans l'antenne, fait que le courant réfléchi est inférieur au courant incident, il en est de même de la tension réfléchie. La tension au centre de l'antenne $\frac{\lambda}{2}$ n'est pas nulle, mais passe par un minimum et c'est le rapport entre cette tension et le courant maximum qui existe en ce point qui définit la résistance de rayonnement ; celle-ci, nous le rappelons, est celle qui existe à un ventre d'intensité car l'impédance varie tout au long de l'antenne ; elle est minimum au centre (pour l'antenne $\frac{1}{2}$ onde bien entendu).

Variation de la résistance de rayonnement

Cette résistance pour une demi-onde isolée dans l'espace et supposée faite d'un fil infiniment fin, est égale à 73 Ω, mais elle diminue avec le rapport $\frac{\lambda}{2d}$ de la demi-longueur d'onde au diamètre du fil (voir tableau 9).

TABLEAU IX

$\frac{\lambda}{2d}$	50	60	70	100	200	400	1 000	3 000	10 000	100 000	∞
Résistance de rayonnement d'une demi-onde en Ω	56	58	59	60	61	62	62,8	64	65	67	73

Pour un rapport $\frac{\lambda}{2d}$ égal à 10 000, elle tombe à 65 Ω.

Pour un rapport $\frac{\lambda}{2d}$ égal à 50, elle n'est plus que de 56 Ω.

Elle varie également avec le désaccord de l'antenne.

Si l'antenne est trop courte, elle diminue ; si l'antenne est trop longue, elle augmente, mais cette variation est assez faible au voisinage de la résonance.

La variation de réactance est beaucoup plus prononcée, surtout si le rapport $\frac{\lambda}{2d}$ est grand. Aussi, si on veut qu'une antenne puisse fonctionner sur une certaine plage de fréquence, il faudra utiliser une antenne réalisée avec un gros conducteur. Ceci est facile avec les ondes très courtes. On peut dire qu'une antenne en fil fin a une courbe de résonance pointue, alors qu'une antenne en gros fil ou en tube a une courbe de résonance beaucoup plus plate. Elle est moins sélective. Son coefficient de surtension est plus faible.

Nous avons supposé jusqu'ici que l'antenne était isolée dans l'espace. Il n'en est pas ainsi en réalité, du fait de la présence du sol. Cependant, si l'antenne est parallèle au sol et à une distance du sol supérieure à 2 ou 3 longueurs d'ondes, l'antenne peut être considérée comme isolée dans l'espace. Pour les ondes très courtes, cette condition est pratiquement réalisée. Une antenne pour 150 MHz, soit une longueur d'onde de 2 m placée à 10 m du sol, (5 λ) remplit pleinement ces conditions.

Si la distance de l'antenne au sol est petite comparée à la longueur d'onde, la résistance de rayonnement varie suivant la hauteur de l'antenne au-dessus du sol. Les courbes figure II-45 nous montrent ces variations en fonction de la hauteur.

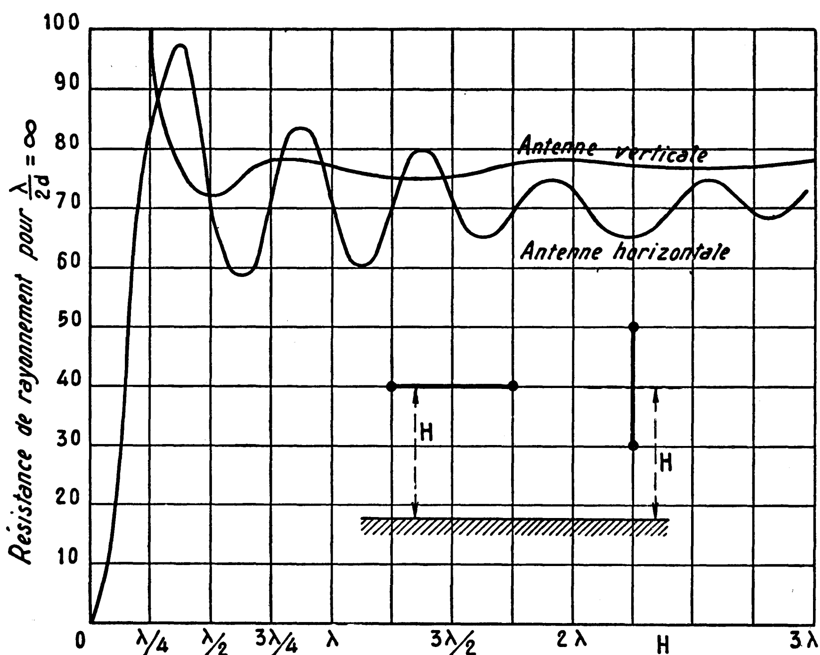


FIG. II-45. — *Hauteur de l'antenne horizontale demi-onde au-dessus du sol ou du milieu de l'antenne verticale demi-onde au-dessus du sol. Variation de la résistance de rayonnement avec la hauteur au-dessus du sol. La résistance de rayonnement est celle qui existe à un ventre de courant.*

Pour l'antenne horizontale demi-onde la résistance de rayonnement oscille de part et d'autre d'une valeur moyenne qui est celle de l'antenne isolée dans l'espace. Elle atteint cette valeur moyenne pour des multiples de $\frac{\lambda}{2d}$. Le sol est supposé parfaitement conducteur et le fil d'antenne infiniment fin. S'il n'en est pas ainsi on appliquera les corrections indiquées précédemment d'après le rapport $\frac{\lambda}{2d}$ (tableau 9).

Pour l'antenne verticale les variations sont insignifiantes.

Si le sol n'est pas parfaitement conducteur, on pourra réaliser l'équivalent en enterrant des nappes de conducteurs dans le sol ; c'est ce qu'on appelle un contrepoids.

Antenne quart d'onde

Un sol conducteur agissant comme réflecteur peut permettre l'utilisation d'une antenne $\frac{\lambda}{4}$ lorsqu'il y a impossibilité de réaliser une antenne $\frac{\lambda}{2}$. L'antenne quart-d'onde réfléchie par le sol sera équivalente à une demi-onde. Le maximum de courant aura lieu à la jonction du quart d'onde et du sol et la résistance de rayonnement sera la moitié de celle d'une demi-onde normale, soit environ 35 Ω (fig. II-46).

Le sol pourra être figuré par une nappe quelconque servant de masse comme dans l'antenne « Ground-plane » qui sera étudiée plus loin. Pour les stations de radiodiffusion sur ondes moyennes, qui utilisent des pylones verticaux comme antennes, on utilise à peu près exclusivement cette antenne $\frac{\lambda}{4}$ qui est alors le maximum réalisable pratiquement.

Nous n'avons parlé que d'antennes $\frac{\lambda}{2}$ ou leurs apparentées, à savoir les antennes $\frac{\lambda}{4}$ reliées au sol.

Si on allonge une antenne progressivement, l'impédance au centre varie. Elle est nulle pour une antenne inexistante (de longueur 0), elle atteint 73 Ω (isolée dans l'espace) pour une demi-onde en fil infiniment fin ; elle augmente progressivement jusqu'à atteindre une valeur maximum de 1 000 à 10 000 Ω suivant le rapport $\frac{\lambda}{d}$ pour une longueur égale à λ ; elle diminue pour atteindre environ 73 Ω pour $\frac{3}{2}\lambda$; puis elle remonte à un peu moins des valeurs maximum précédentes pour une longueur de 2 λ.

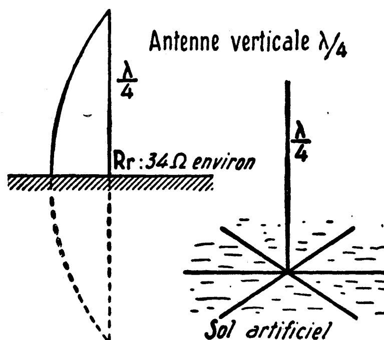


Fig. II-46

Ceci s'explique : quand l'antenne a une longueur de λ, la moitié fait $\frac{\lambda}{2}$; le courant réfléchi parcourt, aller et retour, une longueur de λ, ce qui n'amène aucun déphasage, mais il reste le déphasage de 180° dû à l'inversion du courant à l'extrémité, ce qui fait que le courant réfléchi est en opposition de phase avec le courant incident. Le premier étant inférieur au dernier, la différence n'est pas nulle, mais le courant résultant tout en restant en phase avec la tension est minimum. La tension y est maximum, donc l'impédance est maximum (voir fig. II-47).

Pour tous les multiples impairs de $\frac{\lambda}{2}$ le centre est un ventre d'intensité, donc un point d'impédance minimale.

Pour tous les multiples pairs de $\frac{\lambda}{2}$ le centre est un ventre de tension, donc un point d'impédance maximale.

Mais à tous les multiples pairs ou impairs de $\frac{\lambda}{2}$ le courant est en phase avec la tension et la tension est nulle.

Cette réactance est maximum au voisinage des multiples pairs de $\frac{\lambda}{2}$ et elle varie également comme la résistance de rayonnement avec le rapport $\frac{\lambda}{d}$.

Quand on alimente l'antenne en un point d'impédance minimum, on parle d'une alimentation en intensité.

Quand on alimente l'antenne en un point d'impédance maximum, on parle d'une alimentation en tension.

Il ne faut pas confondre l'impédance au point d'alimentation avec la résistance de rayonnement.

Une antenne peut fonctionner sur les harmoniques de la fréquence pour laquelle elle a été conçue.

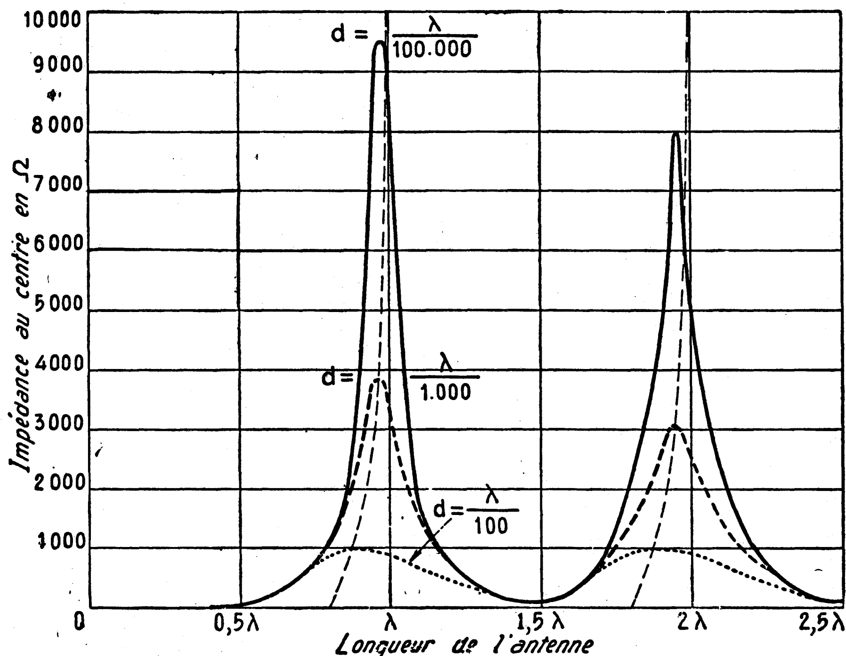


FIG. II-47. — *Variation de l'impédance au milieu de l'antenne suivant sa longueur et le rapport* $\frac{\lambda}{d}$. *Pour une demi-onde elle est de l'ordre de 60 à 73 Ω donc inappréciables sur ces courbes qui ont surtout pour but de montrer l'impédance aux ventres de tension. Les sommets des courbes s'éloignent d'autant plus de λ que* $\frac{\lambda}{d}$ *est plus petit (voir tableau 8).*

Fonctionnement d'une antenne sur harmoniques

Une antenne demi-onde à la fréquence f est une antenne onde entière à la fréquence $2f$, une antenne $3\frac{\lambda}{2}$ à la fréquece $3f$, une antenne double onde à la fréquence $4f$.

Cependant la résonance établie sur la fréquence f ne sera pas parfaitement établie à la fréquence $2f$. En effet, l'effet des isolateurs ne se fait pas sentir pour chaque demi-onde mais pour les extrémités seulement et la formule approchée $l = 0{,}95\frac{\lambda}{2}$ devient :

$$l = (n - 0{,}05)\frac{\lambda}{2}$$

où n est le nombre de demi-ondes.

Ainsi, pour une longueur d'onde de 200 m (1 500 kHz) l'antenne demi-onde aura une longueur de 95 m.

Si on utilise cette antenne sur l'harmonique 2, soit 2 000 kHz ($\lambda = 100$ m), la longueur devrait être

$$l = 1{,}95 \times \frac{100}{2} = 97{,}5 \text{ m}$$

L'antenne de 95 m de longueur ne conviendra donc pas pour l'harmonique 2 de sa fondamentale Elle sera en résonance pour une onde de 97 m environ. On voit que le fonctionnement des antennes sur harmoniques est loin d'être parfait.

Cependant sur les bandes d'amateurs on pourra trouver dans les différentes bandes une fréquence sur laquelle l'antenne est en résonance. Ces diverses fréquences ne seront évidemment pas multiples les unes des autres et le même cristal fonctionnant sur harmoniques ne pourra assurer un rendement optimum sur toutes les bandes.

D'autre part, plus l'antenne contient de demi-longueurs d'onde plus sa résistance de rayonnement augmente (voir fig. II-48).

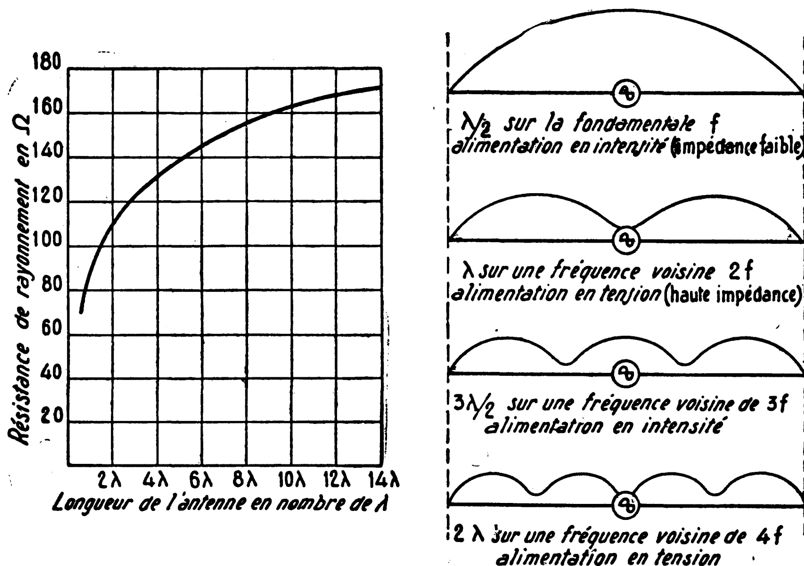


FIG. II-48. — *Résistance de rayonnement en fonction de la longueur de l'antenne supposée en résonance.*

FIG. II-49

La résistance de rayonnement sera donc plus grande sur les harmoniques que sur la fondamentale. Le tableau II-48 suppose que l'antenne est en résonance ; aussi la valeur de la résistance de rayonnement pour 4 λ qui vaut 130 Ω est en réalité celle qui existe au ventre d'intensité d'une antenne dont la longueur est voisine de 4 λ, soit environ 3,975 λ d'après la formule

$$\left(\frac{n - 0.05}{2}\right) \lambda \quad \left(n = nb \text{ de } \frac{1}{2} \lambda\right)$$

Si l'antenne demi-onde est alimentée en son centre, l'alimentation se fait en intensité (à basse impédance), pour tous les harmoniques impairs il en sera ainsi. Pour les harmoniques pairs l'alimentation se fera en tension (à haute impédance) (voir fig. II-49).

Si l'alimentation de la demi-onde se fait à une extrémité, c'est-à-dire en tension, l'alimentation se fera en tension sur tous les harmoniques (voir chapitre 80 : antenne sans feeder alimentée en tension).

Une antenne onde entière peut être alimentée en intensité à 2 points et en tension en 3 points. Suivant le mode d'alimentation les courants dans les deux demi-ondes constituant l'onde entière seront en opposition de phase ou en phase (voir fig. II-50).

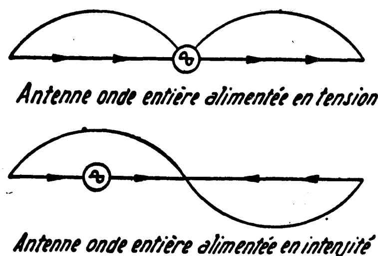


FIG. II-50

Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne est définie par la direction des lignes de force du champ électrique par rapport à la terre

Comme le plan des lignes de force contient l'antenne, une antenne horizontale émettra des ondes polarisées horizontalement, une antenne verticale des ondes polarisées verticalement.

Si on utilise des systèmes d'antennes comportant des éléments de polarisations différentes, par exemple des éléments verticaux et horizontaux, la polarisation résultante sera intermédiaire entre l'horizontale et la verticale et dépendra de l'intensité respective des champs composants.

A distance relativement faible de l'émetteur, la meilleure réception est obtenue par une antenne de réception ayant par rapport au sol, la même disposition que l'antenne d'émission. A grande distance il se produit, par suite des réflexions dans l'atmosphère, une rotation de la polarisation qui fait que la position de l'antenne de réception est indifférente et alors il faudra choisir la position de l'antenne de réception pour que celle-ci capte le moins de parasites locaux et soit le mieux possible dégagée des obstacles ambiants. Ces conditions impliquent le plus souvent une disposition horizontale de l'antenne.

CHAPITRE III

LE BRIN RAYONNANT

Calcul de la longueur

Le calcul d'une antenne peut paraître prétentieux, car il serait difficile de tenir compte de tous les facteurs pouvant avoir une répercussion sur son fonctionnement : nous nous limiterons à la détermination de la longueur approximative d'un brin rayonnant devant résonner sur une fréquence donnée. Nous en serons quittes pour vérifier, une fois l'antenne établie, si elle résonne effectivement sur la fréquence calculée et, dans le cas contraire, pour l'amener, à l'aide de la pince coupante, à rayonner exactement sur cette fréquence.

La formule ci-dessous, qui donne la longueur en mètres du brin rayonnant, tient compte du fait que l'antenne peut vibrer sur la fréquence désirée soit en fondamentale, soit en harmonique :

$$L = \frac{(n - 0,05)}{F}$$

n = nombre de demi-ondes,

F = Fréquence en MHz.

La longueur de la demi-onde serait égale à 150/ F, dans l'air. Le facteur :

$$(n - 0,05) = 0,95$$

dans le cas d'une demi-onde, tient compte du fait que la propagation des ondes ne se fait pas à la même vitesse dans les métaux (fil d'antenne, tube) que dans l'air.

Le tableau ci-dessous donne la formule simplifiée pour différentes valeurs usuelles de n :

$n = 1$	$n = 2$	$n = 4$	$n = 8$
$L = \frac{142,5}{F}$	$L = \frac{292,5}{F}$	$L = \frac{592,5}{F}$	$L = \frac{1\,192,5}{F}$

On voit immédiatement qu'une antenne rayonnant sur 7 MHz en demi-onde ne rayonne pas sur 14 MHz en onde entière, mais sur une fréquence supérieure ; et si l'antenne a été taillée pour la fréquence d'un cristal en demi-onde, elle n'est plus réglée sur l'harmonique 2 de ce cristal si elle fonctionne en onde entière.

Prenons un exemple :

Nous avons une fréquence de 7 100 KHz, soit 7,1 MHz.

La demi-onde a pour longueur :

$$L = \frac{142,5}{7,1} = 20,07 \text{ m}$$

Sur la bande 14 MHz, ce cristal donne une fréquence de 7,1 × 2 = 14,2 MHz, alors que notre antenne de 20,07 m vibre sur une fréquence de :

$$F = \frac{292,5}{20,07} = 14,573 \text{ MHz}$$

et résonne sur une fréquence hors bande pour les amateurs (14-14,400).

L'antenne qui vibrerait sur la fréquence du cristal aurait pour longueur :

$$L = \frac{292,5}{14,02} = 20,60 \text{ m environ.}$$

Comment mesure-t-on une antenne ?

Si elle est constituée par un tube supporté en son milieu, il est facile d'en mesurer la longueur ; mais si elle est constituée par un fil, il faut faire à chaque extrémité une boucle, pour fixer celui-ci à l'isolateur, et il est certain que cette boucle ne se comporte pas comme un fil unique. On a l'habitude de considérer comme longueur du fil la distance qui sépare les deux trous des isolateurs (fig. III-1).

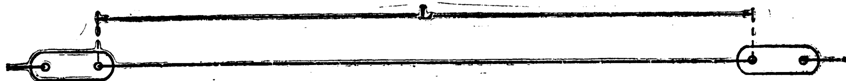


FIG. III-1. — *La longueur du brin horizontal est égale à la distance entre les trous des isolateurs*

Il est prudent de donner à l'antenne une longueur plus grande que celle qui a été calculée, car il est plus facile de raccourcir un fil que de l'allonger. Avoir soin de la mesurer plusieurs fois, pour éviter les causes d'erreur.

La longueur dépend de la nature du conducteur qui constitue l'antenne, de son diamètre et de la fréquence.

On sait, d'autre part, que les courants de haute fréquence se propagent surtout dans les régions superficielles de la section des conducteurs (effet pelliculaire).

Tout cela montre que la longueur du brin rayonnant calculée par la formule n'est qu'un ordre de grandeur, très près de la bonne valeur, qu'on détermine expérimentalement.

D'ailleurs, toute antenne ne résonne pas sur une fréquence unique, mais sur une certaine plage de fréquences plus ou moins étendue de part et d'autre de la résonnance, et cela avec un affaiblissement négligeable (1).

(1) Une antenne n'est autre qu'un circuit accordé analogue aux circuits HF ou MF des récepteurs ; comme eux, elle a une courbe de résonance plus ou moins pointue suivant les pertes et le système adopté.

Constitution d'un brin rayonnant

Pour le brin rayonnant, on utilise, pour les antennes de longueur supérieure à 10 m, du fil de cuivre d'un diamètre au moins égal à 20/10, de préférence émaillé, pour éviter l'oxydation, qui modifie la surface du fil, celle précisément qui assure la circulation du courant HF.

Ne pas utiliser de fil divisé, dont les brins s'oxydent, et qui, du fait qu'ils sont torsadés, deviennent, quand ils sont oxydés, beaucoup plus longs que le câble lui-même (le courant HF ne passe plus d'un brin à l'autre du câble, il suit chaque brin).

Pour les antennes repliées (folded), on peut utiliser du 15/10, car le courant HF est plus faible.

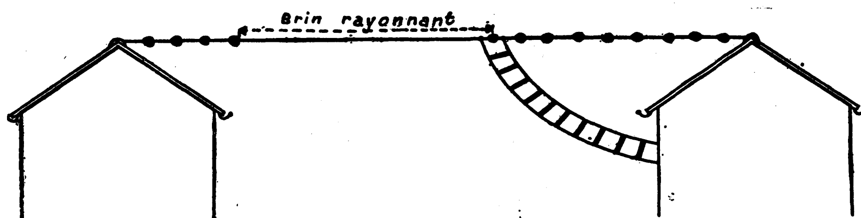


FIG. III-2. — *Bonne disposition. Le brin rayonnant est bien dégagé*

Il devient de plus en plus courant d'employer, pour réaliser les antennes de 10 m ou moins de brin rayonnant, des tubes de cuivre ou de duralumin. Les auteurs ont utilisé du tube en fer mince avec revêtement intérieur en papier goudronné du type utilisé pour les installations électriques de cave. Ce tube s'oxyde difficilement, est très léger, et quelquefois plus facile à se procurer que le tube de duralumin. Il présente, en outre, l'avantage de permettre de souder les feeders sur le tube.

Le tube de cuivre est rare, cher et lourd, donc peu utilisé.

Le tube de duralumin est rigide et léger, mais il a l'inconvénient de ne pas pouvoir se souder, et il faut se méfier des mauvais contacts, l'aluminium s'oxydant superficiellement.

Le brin rayonnant doit être bien dégagé par rapport aux obstacles environnants. Il faut éviter de le disposer parallèlement à des gouttières, faitières en zinc, nappes de fils électriques.

On ira, de préférence, d'un pignon à celui d'une autre maison, le brin rayonnant surplombant un espace libre, plutôt que d'un pignon à l'autre d'un même bâtiment, car on serait alors parallèle à la faîtière ou aux gouttières métalliques (fig. III-2 et III-3).

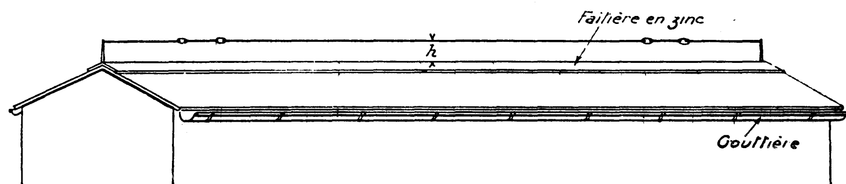


FIG. III-3. — *Disposition à éviter à moins que « h » ne soit grand*

Cependant, un fil disposé à une dizaine de mètres au-dessus du sol, ou à 5 m au-dessus d'un toit, peut être considéré comme bien dégagé.

Si aucun obstacle ne s'oppose au rayonnement de l'antenne, il y a intérêt à ne pas trop élever le brin rayonnant, car la proximité du sol, surtout s'il est bon conducteur, augmente le gain, le sol agissant comme réflecteur.

Il est possible, également, de disposer le brin rayonnant verticalement, sauf pour les bandes de 80 et 40 m, car la demi-onde aurait respectivement près de 40 ou de 20 m de long, et l'on voit mal un amateur montant un pylône métallique de 50 ou 25 m, pour soutenir une telle antenne, sans compter que l'absorption de ce pylône serait considérable.

Pour les bandes de 20 m et au-dessous, on peut utiliser une antenne verticale, à condition que le brin puisse être entièrement dégagé des obstacles, ce qui est exceptionnel. Cette antenne, avantageuse par son diagramme de rayonnement, est difficile à installer et à alimenter. Elle est peu utilisée pour l'émission, sauf en VHF ; elle est, par contre, intéressante à la réception, car elle permet l'écoute des stations émettant de toutes les directions et s'impose lorsqu'on manque de place.

Nous verrons au chapitre VIII les moyens expérimentaux qui permettent de contrôler la fréquence de résonance des antennes.

L'antenne doublet

L'impédance au centre d'une antenne demi-onde normalement dégagée, et à une hauteur d'environ dix mètres au-dessus du sol, est très voisine de 73 ohms. C'est une donnée fondamentale, qu'il importe de retenir pour tout ce qui va suivre. Si donc, on adapte au centre d'un brin rayonnant demi-onde un feeder d'alimentation d'impédance 73 ohms, on fonctionne dans des conditions idéales. Aucune onde stationnaire ne prend naissance, et les pertes sont très réduites.

Quelle solution permet d'obtenir un feeder de 73 ohms ? Si l'on se reporte aux tableaux de la page 46, on voit qu'une ligne à fils parallèles est irréalisable par l'amateur, mais un câble coaxial dont le conducteur extérieur a un diamètre égal à 3,5 fois du conducteur intérieur répond à la question.

Le terme « doublet » est un peu inexact, mais nous engloberons les deux systèmes d'alimentation d'une demi-onde au centre sous ce même vocable. Le couplage côté émetteur se fait très simplement par une ou plusieurs spires, plus ou moins couplées à la self du P.A., côté froid. Au reste, le nombre des spires de couplage n'est pas laissé au hasard, mais se calcule comme on le verra au chapitre VII.

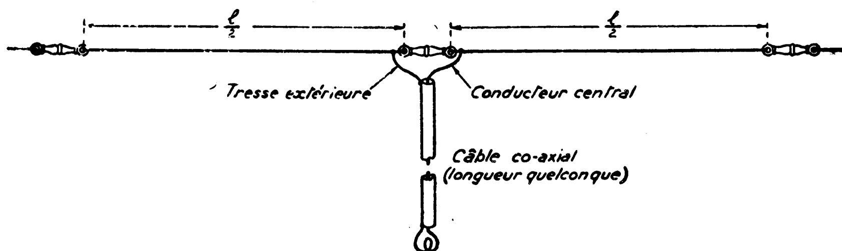


FIG. III-4. — *Antenne doublet à descente en câble coaxial. L'isolateur central ne compte pas dans le calcul de la longueur du brin horizontal.*

Ainsi donc, cette antenne n'a rien de particulier, sauf son système d'alimentation (fig. III-4). Elle se calcule de la façon classique et fonctionne sur des fréquences harmoniques impaires. En dehors d'une adaptation parfaite, le coaxial permet de réaliser des « descentes » commodes. On peut impunément les faire passer par une cheminée, traverser et longer les murs, et même les y fixer solidement !

Nous avons décrit en premier lieu cette antenne simple pour faire toucher du doigt cette vérité : toutes les antennes demi-onde se ressemblent quant au brin rayonnant, qui se calcule toujours de la même façon par la formule citée plus haut. Elles ne diffèrent que par le mode d'alimentation. L'impédance de la ligne d'alimentation doit être égale à celle de l'antenne au point où elle est fixée. Tels sont les principes fondamentaux qui régissent la réalisation des antennes alimentées par lignes à ondes progressives.

L'antenne multi-doublet

L'antenne multi-doublet n'est pas une idée neuve ; elle n'est pas non plus révolutionnaire, puisque son fonctionnement n'est pas différent de celui d'un doublet demi-onde.

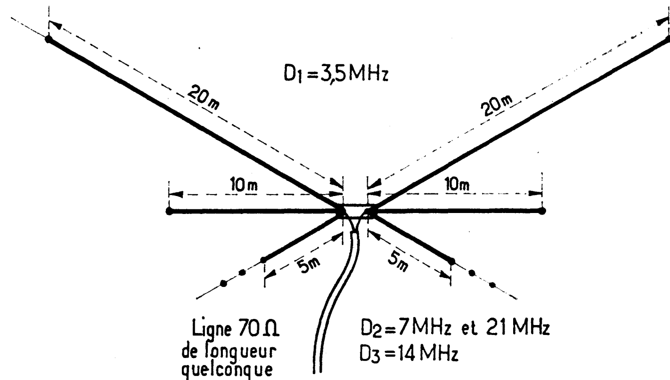


Fig. III-5 — *Antenne Multi-doublet*

Elle est multi-doublet parce que formée d'un certain nombre de demi-ondes respectivement réunies en leur centre et à raison d'une par bande. Une seule ligne d'alimentation 70 Ω suffit à réunir l'ensemble à l'émetteur. C'est donc plus proprement parlant une antenne multiple alimentée par un seul feeder comme le montre la figure III-5.

Considérons l'un des doublets taillés pour une bande déterminée à partir de la formule : L mètres = 142,5/fréquence en MHz. Son impédance sur la fréquence pour laquelle elle est taillée est voisine de 70 Ω. Les autres brins taillés sur d'autres bandes sont ou beaucoup trop courts ou beaucoup trop longs, leur fonctionnement à la fréquence considérée devient très complexe, leur impédance infiniment plus élevée (plusieurs milliers d'ohms) et leur rayonnement négligeable. Tout se passe donc comme si, pratiquement, il n'y avait qu'un seul brin quant au rayonnement et quant à l'impédance.

Si l'on ajoute à cela qu'une antenne demi-onde fonctionne très correctement sur le troisième harmonique, on devine qu'avec un système de 4 fils coupés en leur centre on peut travailler avec un seul feeder à ondes progressives, donc de longueur quelconque, sur toutes les bandes décimétriques autorisées, et ce avec un taux d'ondes stationnaires extrêmement proche de l'unité, comme avec un doublet simple.

Bien entendu, cette antenne ne présente aucun gain sur le doublet simple de référence, à l'inverse des antennes à éléments parasites.

Il n'est d'ailleurs pas obligatoire de prévoir quatre doublets. Si on n'envisage que le travail sur 40, 20 et 15 m par exemple, deux doublets suffiraient, soit un fil de 20 m, pour 7 et 21 MHz et un fil de 10 m pour 14 MHz.

ANTENNES MULTIBANDES, REALISEES EN RUBAN 300 Ω

Une réalisation aisée peut être faite à partir d'un feeder à lignes parallèles types twin-lead déjà mentionné, à diélectrique solide ou type « échelle à grenouilles » tel que celui préconisé pour alimenter les antennes Levy ou Zeppelin. On commence par couper un morceau de ruban de la longueur correspondant à la longueur d'onde la plus élevée à partir d'un dipôle double, alimenté en son milieu par l'intermédiaire d'une boucle (comme le montre la figure III-6) : d'un



Fig. III-6.

diamètre à peine supérieur au diamètre de la bobine du grid-dip qui servira au réglage précis. En partant d'une longueur de 40 m, pour la bande 80 m comme première bande, l'alimentation étant effectuée au milieu exact, on coupera simultanément à chaque extrémité la même longueur, dix centimètres par dix centimètres d'abord, puis centimètre par centimètre pour finir jusqu'à obtenir la résonance précise sur 3 650 kHz ou 3 700 kHz, ce qui correspond sensiblement à une longueur de 39 m, plus ou légèrement moins. Le conducteur supérieur sera ainsi affecté à la bande 80 m ; par exemple. L'autre conducteur sera réduit, en

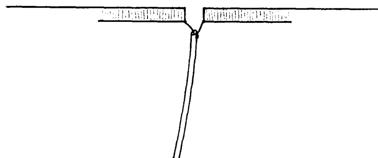


Fig. III-7.

même temps que l'isolant supprimé jusqu'à conserver une longueur de 20,25 m environ qui correspondront à une fréquence de résonance de 7,06 MHz, ce qui n'empêche pas le premier de résonner toujours sur 3,65 MHz. Il ne reste plus qu'à alimenter, à la place de la boucle, par un câble 75 Ω pour disposer d'une antenne bibandes car le dépôle 7 MHz, fonctionne également en trois demi-ondes, encore que la résonance soit un peu élevée, et peut rayonner encore assez convenablement sur 21 MHz.

Pour un déploiement moindre, et seulement deux bandes on pouvait envisager une formule identique avec un fil de 10,05 m (14,15 MHz) et l'autre de 6,72 m (21,2 MHz).

L'antenne delta

On sait que l'impédance au centre d'une antenne demi-onde est voisine de 73 ohms. Elle croît quand on s'éloigne du centre, pour être maximum à ses extrémités. Tout cela a déjà été dit ; nous le répétons cependant, puisque l'antenne que nous abordons maintenant fait intervenir cette donnée.

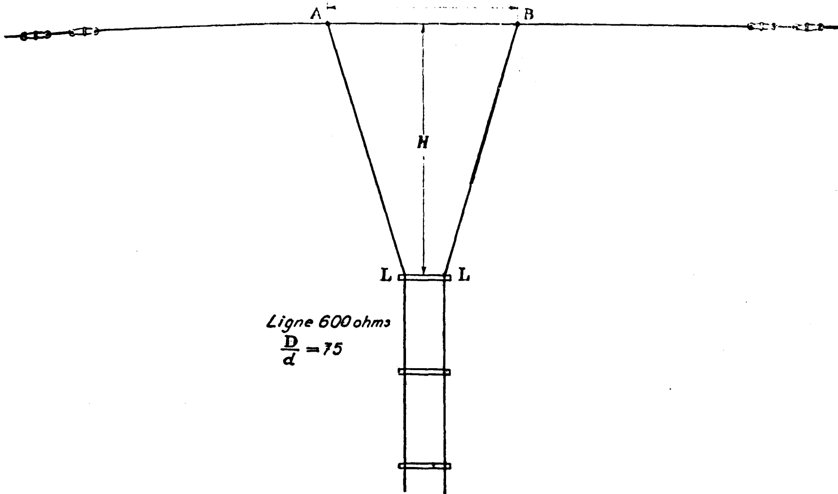


FIG. III-8. — *Antenne demi-onde à alimentation en delta.*

A la vérité, l'expression antenne « delta » est inexacte, bien qu'elle soit de pratique courante. On devrait dire : antenne demi-onde attaquée en delta. Le brin rayonnant se calcule de la façon classique, en partant de la formule désormais familière.

Pour ce qui est de la partie originale, l'alimentation, nous raisonnerons ainsi : puisque l'impédance d'une antenne croît en s'éloignant de part et d'autre du centre, on conçoit qu'il est possible de trouver deux points équidistants de celui-ci entre lesquels l'impédance est égale à celle d'une ligne d'alimentation non accordée. Avec une ligne aussi répandue que celle à fils parallèles de 600 ohms (deux fils de 15/10 espacés de 75 fois leur diamètre, soit 12 cm), les points d'impédance identique sur le brin rayonnant sont beaucoup plus éloignés l'un de l'autre que ne le sont les brins de la ligne, et l'adaptation de l'un à l'autre conduit à un trapèze ou à un triangle. C'est pourquoi, en raison de la forme d'ensemble, on a donné à ce système le nom de delta (fig. III-8).

Si la ligne elle-même peut être de longueur absolument quelconque, les dimensions du trapèze se calculent. Pour une ligne de 600 Ω, on a, en mètres

$AB = \frac{150k}{F}$ avec F en MHz et k = 0,24 entre 3 et 28 MHz, 0,23 au-dessus de 28 MHz

$$H = \frac{45}{F}.$$

Calcul pratique d'une antenne delta pour la bande 40 *m ; fréquence choisie :* 7 100 kHz :

1° Brin rayonnant (voir formule). Longueur = 20,15 m.

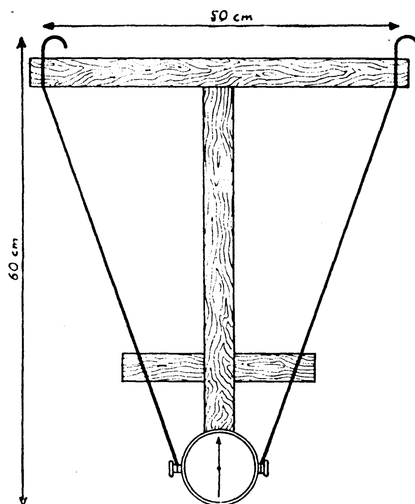


FIG. III-9. — *Détecteur d'ondes stationnaires.*

2° Ecartement des points d'attache

$$AB = \frac{150}{7,1} \times 0,24 = 5,05 \text{ m.}$$

3° Hauteur du delta

$$H = \frac{4,5}{7,1} = 6,34 \text{ m.}$$

4° Longueur d'un brin du delta

$$LA = LB = 6,73 \text{ m.}$$

Le calcul serait identique pour n'importe quelle autre bande ou longueur d'onde. Il est évident que ni le delta, ni la ligne ne doivent être le siège d'ondes stationnaires. On peut le vérifier par l'utilisation d'un détecteur de construction facile (fig. III-9), dont l'instrument de base est un milliampèremètre thermique de 0 à 200 mA (ou, plus simplement, une ampoule de lampe de poche) connecté à deux fils espacés de cinquante centimètres environ et terminés par des crochets, ce qui permet à l'ensemble de tenir seul et de coulisser à volonté le long de la ligne.

Au cas où cet appareil décélerait, par la déviation du thermique, des ondes stationnaires, donc une mauvaise adaptation, il y aurait lieu de vérifier que le delta est correctement réalisé, que la ligne de 600 ohms est perpendiculaire à la direction de l'antenne et que, enfin, les points d'attache sont corrects. On pourra les faire glisser centimètre par centimètre jusqu'à la disparition totale des ondes stationnaires ou ,tout au moins, jusqu'à leur atténuation maximum.

L'antenne Q

Cette antenne n'a rien de bien spécial. Elle a été popularisée par la firme américaine JOHNSON, d'où son nom de JOHNSON Q, sous laquelle on la dénomme souvent.

On sait qu'une demi-onde présente en son centre une impédance voisine de 73 ohms. Comme il a été dit plus haut, il existe des feeders de cette impédance (câble coaxial, feeder à fils parallèles de 75 ohms), mais ces feeders donnent lieu à des pertes assez importantes. L'idéal est la ligne de 600 ohms, car elle ne donne lieu ni à trop de pertes ohmiques, ni à trop de pertes par capacité.

On a donc cherché à alimenter la demi-onde par une ligne de 600 ohms en utilisant un transformateur d'impédance

$$Z = \sqrt{600 \times 73} = 210 \text{ ohms environ.}$$

On réalise ce transformateur à l'aide d'un quart d'onde fait de deux tubes parallèles, maintenus à écartement fixe par des entretoises isolantes en stéatite ou trolitul. L'écartement est tel que la distance entre les centres des deux tubes soit égale à trois fois leur diamètre (voir tableau des lignes à fils, page 46).

On utilise des tubes d'aluminium léger, car le poids de ces tubes, des isolants et de la ligne de 600 ohms tend à créer un angle entre les deux moitiés de la demi-onde. D'autre part, il faut bloquer les entretoises et les vis tenant les connexions, car le vent a une assez forte prise sur les tubes et tend à disloquer l'ensemble (nous en parlons par expérience).

Cette antenne donne les mêmes résultats qu'une demi-onde correctement alimentée. On couple la ligne de 600 Ω au P A de la façon habituelle par un ou deux tours de fil, suivant la bande, mais elle ne fonctionne que sur une bande et sur une plage de fréquences réduite. Nous l'avons personnellement essayée sur 10 m. Pour la bande 20 m, il faut des tubes de 5 m de long environ, ce qui représente un poids élevé et donne une flèche importante au fil. Pour le 40 m, il faudrait des tubes de 10 m, ce qui est pratiquement irréalisable.

Notre antenne personnelle avait le plan de ses tubes dans le plan du fil et des mâts (fig. III-10). Dans la réalisation américaine, le plan des tubes est perpendiculaire au fil ; nous croyons que cette disposition est meilleure que celle que nous avions adoptée.

On calcule le brin rayonnant par la formule habituelle

$$L = \frac{0{,}95 \times 150}{F} \text{ ou } L = \frac{142{,}5}{F}$$

Le quart d'onde aura la moitié de cette longueur. On le constituera, par exemple, avec deux tubes de duralumin de 10 mm de diamètre, espacés de 30 mm. Au bas de ce quart d'onde, on fixera une ligne de 600 Ω ayant la longueur nécessaire pour aller à l'émetteur ; prendre des fils de 15/10 espacés de 11,25 cm (D = 75 d).

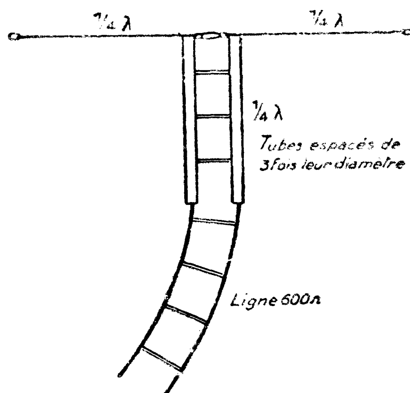


FIG. III-10. — *Antenne Q. Le dessinateur n'a pas pu réduire tout à la même échelle. En réalité, les deux tubes sont très près l'un de l'autre, et les deux brins de la ligne de 600 ohms s'en rapprochent à l'extrémité pour leur être connectés.*

L'antenne J

Cette antenne doit son nom à sa forme, qui ressemble, quand elle est verticale, à la lettre J.

Elle se compose d'une demi-onde terminée par un transformateur d'impédance analogue à celui de l'antenne Q. On a donc un brin de trois quarts d'onde et un quart d'onde parallèle au dernier quart. On peut aussi la voir sous l'aspect d'une onde entière dont on aurait replié le dernier quart sur le quart précédent.

L'antenne J peut être attaquée par une ligne à basse impédance ou par une ligne de 600 ohms, à condition de placer correctement les points d'attache du feeder (fig. III-11*a*).

Comment régler cette antenne ? Il faut d'abord régler le brin rayonnant. Pour cela, on déplace sur les deux tubes ou les deux fils parallèles une barrette de court-circuit, munie d'un mesureur de HF (thermique, ampoule), et on règle la position du court-circuit de façon à avoir le courant maximum. L'emplacement du feeder, qui est du type à deux conducteurs (coaxial, ligne parallèle), dépend de son impédance ; cette dernière, minimum au court-circuit, augmente au fur et à mesure qu'on s'en éloigne. On déplace donc les points d'attache sur les deux tubes ou les deux fils parallèles de l'antenne, jusqu'à ne plus avoir d'ondes stationnaires dans le feeder, ce qu'on vérifie par les méthodes habituelles.

Cette antenne n'est utilisée que sur les ondes inférieures à 10 m ; elle est verticale, en général, et présente l'avantage de pouvoir être mise à la masse à l'emplacement du court-circuit. Elle nous a donné à l'émission et à la réception d'excellents résultats, bien supérieurs à ceux qu'on obtient avec des antennes toutes bandes. Nous l'avions constituée en tube tôle d'électricien de 30 mm de diamètre. Les deux tubes étaient espacés de 6 cm environ d'axe en axe, et le feeder était connecté au moyen de deux pinces.

Pour l'attaque par un coaxial 70 Ω on se branche à l'emplacement du court-circuit (fig. III-11 *b*).

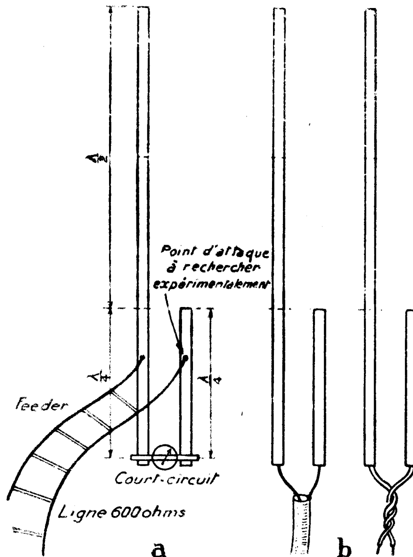


FIG. III-11. — a) *Antenne J attaquée par feeder à brins parallèles ;* b) *Antenne J attaquée par câble coaxial.*

Antenne Ground-Plane

Les antennes verticales demi-onde sont, en général, encombrantes et difficiles à ériger. On sait que le sol agit comme un réflecteur quand il est bon conducteur, si bien qu'une antenne quart d'onde ayant sa base sur un sol idéal, forme, avec son image, une antenne demi-onde. Il est donc possible de raccourcir l'aérien de moitié. Cependant, comme la conductibilité du sol varie avec le lieu et les conditions atmosphériques, il est préférable de constituer une surface réfléchissante horizontale formant, en somme, un sol artificiel dont la conductibilité et les propriétés réfléchissantes restent invariables et bien définies. On constitue ce sol artificiel simplement par quatre conducteurs faisant entre eux un angle de 90°, et réunis au pied de l'antenne verticale, comme l'indique la figure III-12. Ces conducteurs doivent avoir une longueur d'au moins un quart d'onde, mais celle-ci n'est nullement critique. En outre, pour respecter la symétrie, il est bon de prendre quatre fils horizontaux de longueurs égales.

Cette antenne rayonne suivant un angle voisin de l'horizontale, que l'on sait favorable aux liaisons lointaines. Elle n'est pas directive comme les autres antennes verticales. En ondes très courtes, les quatre conducteurs sont constitués par des tubes horizontaux.

L'impédance au point d'attaque est à peu près la moitié de celle de l'antenne verticale, soit 36 Ω. On alimente l'antenne ground-plane par les moyens habituels, aux points A et B, en l'adaptant aux feeders usuels par un quart d'onde d'impédance convenable. La figure III-13 donne un exemple d'adaptation à une ligne de 600 Ω.

FIG. III-12. — *Antenne ground-plane idéale. Les brins horizontaux constituent un sol artificiel.*

FIG. III-13. — *Adaptation d'une antenne ground-plane à une ligne* **de 600 Ω.**

Le coaxial 52 Ω peut servir pour attaquer une antenne « ground-plane ». Il est évident que l'adaptation ne sera pas parfaite, mais le ROS égal à 52/36, soit à peine à 1,5, occasionnera des pertes supplémentaires inférieures à 1 dB, certainement pas plus importantes que celles que causerait un système d'adaptation, qui, en outre, rendrait la fréquence d'accord beaucoup plus critique.

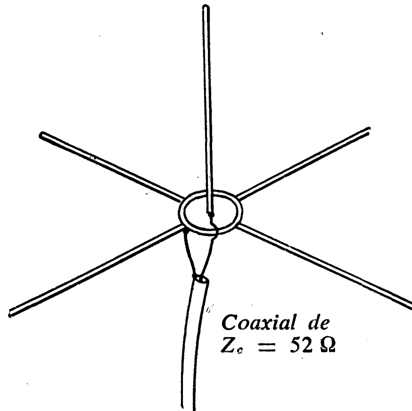


FIG. III-14. — *Adaptation d'une antenne ground-plane à un câble coaxial de* 52 Ω.

Antennes longues

On appelle antennes longues des antennes dont la longueur représente plusieurs longueurs d'onde. Plus le nombre de longueurs d'onde augmente, plus la résistance de rayonnement augmente (résistance aux ventres de courant) et plus le gain dans la direction privilégiée (qui est voisine de celle du fil) augmente.

On peut attaquer ces antennes soit en tension à une extrémité, soit à un ventre de courant, par une ligne à ondes progressives d'impédance caractéristique convenable ou par des feeders accordés.

Une antenne onde entière a une résistance de rayonnement de 90 ohms ; une antenne trois demi-ondes fait 102 ohms ; une antenne double onde est voisine de 110 ohms ; enfin, une antenne de dix longueurs d'onde atteint environ 160 ohms.

En même temps que la longueur, le gain dans la direction privilégiée augmente. Ainsi, une antenne de dix longueurs d'onde donne un gain en puissance voisin de 6, soit 8 décibels environ, ce qui donne théoriquement un point et demi de Q R K en plus, comparativement à une demi-onde ; en pratique, l'amélioration est plus grande. Pour le favorisé qui dispose d'un grand « espace vital » et d'une bonne botte de fil, le jeu en vaut la chandelle, car il n'est pas négligeable de transformer en émetteur de 300 watts (!) un émetteur de 50 watts rien qu'en allongeant le brin rayonnant, et cela sans que le compteur électrique s'en ressente le moins du monde.

Une antenne longue dirigée est-ouest permet un trafic intéressant avec quatre continents, dans des conditions de gain maximum, et, par les petits lobes auxiliaires, elle permet encore de toucher bien des contrées hors des directions privilégiées.

Nous donnons ci-après un tableau indiquant les gains en puissance, en décibels et les résistances de rayonnement en fonction de la longueur, *n* étant le nombre de demi-longueurs d'onde, R la résistance de rayonnement et G le gain.

Tableau donnant le gain et la résistance de rayonnement des antennes en fonction de leur longueur

n (1/2 λ)	R_r	G en puissance	G en décibels
1	73		
2	94	1,1	
3	102		
4	109	1,3	
5	116		
6	122	1,7	
7	127		
8	130	2,1	
9	134		
10	138	2,5	4,3
12	144	3	4,8
14	150	3,6	5,5
16	154	4,2	6,2
18	158	4,9	7
20	162	5,6	13

Comment alimenter ces antennes ?

Un moyen commode est de les alimenter en tension, ce qui a le gros avantage de pouvoir les faire fonctionner sur plusieurs bandes en harmoniques.

On peut aussi les alimenter par feeders à ondes progressives à un ventre de courant.

Avec un feeder coaxial de 70 à 100 ohms, on alimente dans de bonnes conditions des antennes faisant de une à vingt demi-longueurs d'onde.

En effet, dans le cas extrême où $n = 20$, le coefficient d'ondes stationnaires K est de $\frac{162}{70} = 2,3$. Les pertes par rapport à une antenne adaptée parfaitement ne sont multipliées que par $\frac{K^2}{2K}$, soit $\frac{2,3^2}{4,6} = 1,15$, ce qui est absolument négligeable.

Antenne sans feeder alimentée en tension

Cette antenne est originale, du fait qu'elle ne comporte pas de feeder. C'est l'extrémité du brin rayonnant qui est couplée à l'émetteur. On imagine immédiatement ses avantages et ses inconvénients.

Du fait qu'on a à sa portée le brin rayonnant, rien n'est plus facile que d'en modifier la longueur et de l'accorder parfaitement sur la fréquence de l'émission. Mais comme il participe au rayonnement, la partie située dans le local qui contient l'émetteur, a un rayonnement inutile.

Si l'on examine la figure III-15, on voit que, sur la fondamentale comme sur les harmoniques, un ventre de tension se trouve à l'extrémité du brin rayonnant,

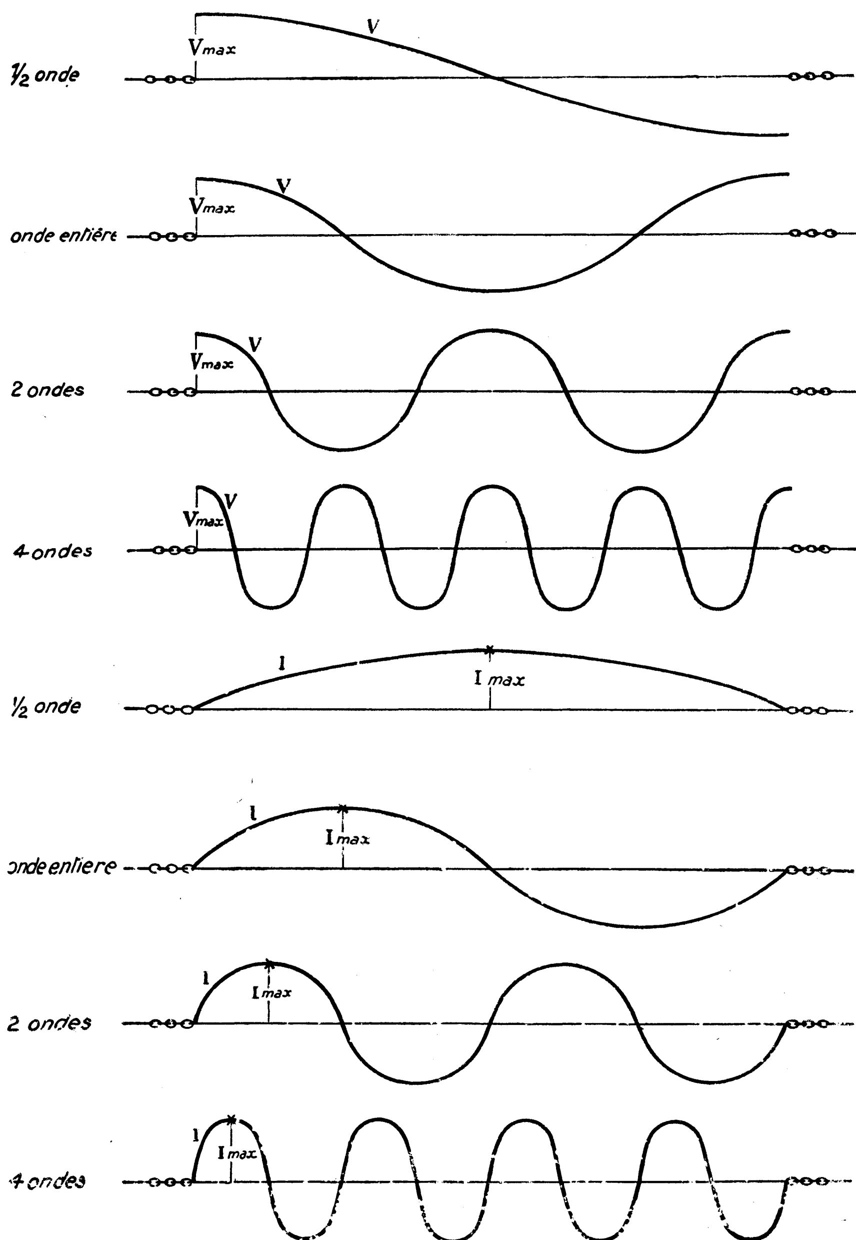


Fig. III-15. — *Répartition des tensions et des intensités en fonction de la fréquence. Il y a toujours un ventre de tension et un nœud de courant à chaque extrémité*

alors que la position des ventres d'intensité n'est pas la même sur la fondamentale que sur les harmoniques. En alimentant l'antenne en tension, le même système de couplage reste valable quel que soit l'harmonique utilisé.

On attaque cette antenne par un circuit oscillant parallèle à haute impédance analogue à celui de l'étage final, puisque l'extrémité d'une antenne est toujours un point de haute impédance, et on couple ce circuit à celui de l'émetteur suivant la figure III-16. On peut aussi utiliser un coupleur (fig. III-17), ou un couplage par ligne (fig. III-18). Les figures III-19 et III-20 indiquent deux autres cas particuliers. On calcule le brin rayonnant pour la fréquence qui demande le fil le plus court. Pour un amateur émetteur, cette fréquence est de 30 MHz.

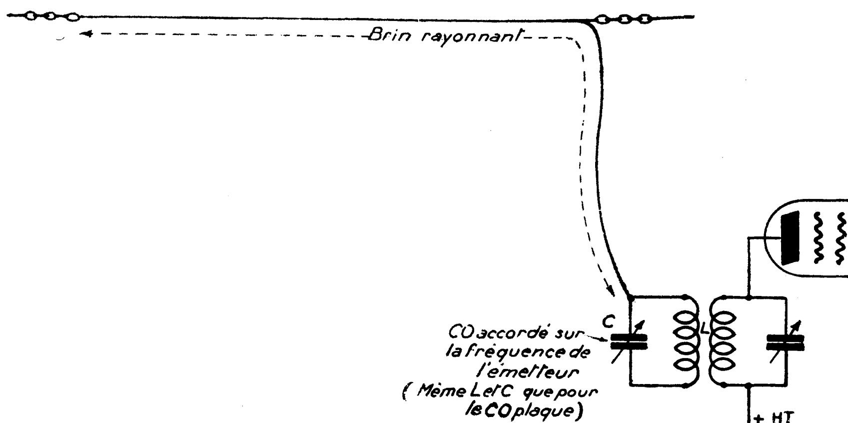


FIG. III-16. *Couplage normal d'une antenne alimentée en tension.*

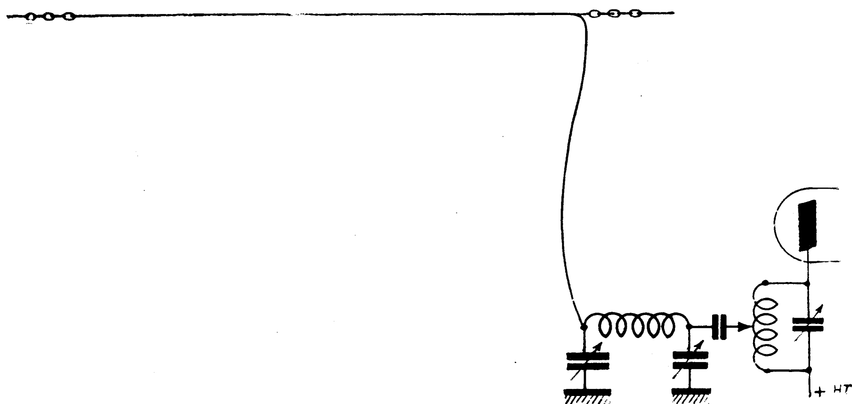


FIG. III-17. — *Couplage par filtre Collins d'une antenne alimentée en tension.*

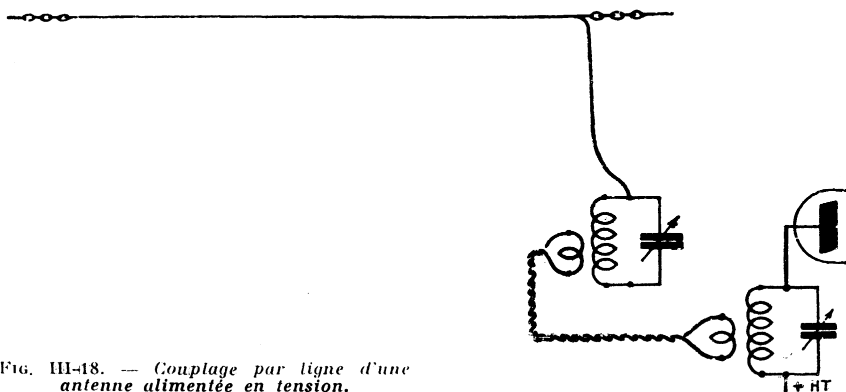


FIG. III-18. — *Couplage par ligne d'une antenne alimentée en tension.*

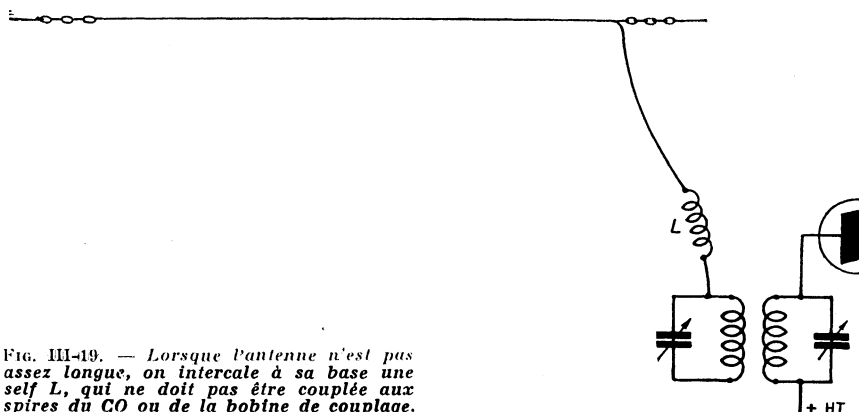


FIG. III-19. — *Lorsque l'antenne n'est pas assez longue, on intercale à sa base une self L, qui ne doit pas être couplée aux spires du CO ou de la bobine de couplage.*

Si le brin raponnant est appelé à fonctionner sur la bande 80 m, il doit avoir

$$L = \frac{(8 - 0{,}05) \times 150}{30} = 39{,}75 \text{ m.}$$

Pour 28 MHz, sa longueur devrait être :

$$L = \frac{(8 - 0{,}05) \times 150}{28} = 42{,}60 \text{ m.}$$

Pour passer de 3,5 à 28 MHz, on ajoute une rallonge de

$$42{,}60 - 39{,}75 = 2{,}85 \text{ m.}$$

On taillera ainsi des rallonges pour différentes fréquences.

Il est donc possible d'avoir un brin rayonnant toujours parfaitement accordé, et c'est la seule antenne qui permette cela.

Pour la régler convenablement, le procédé le meilleur est d'utiliser un grid-dip qui lui est relié par un couplage de plus en plsu lache. En tournant le conden-

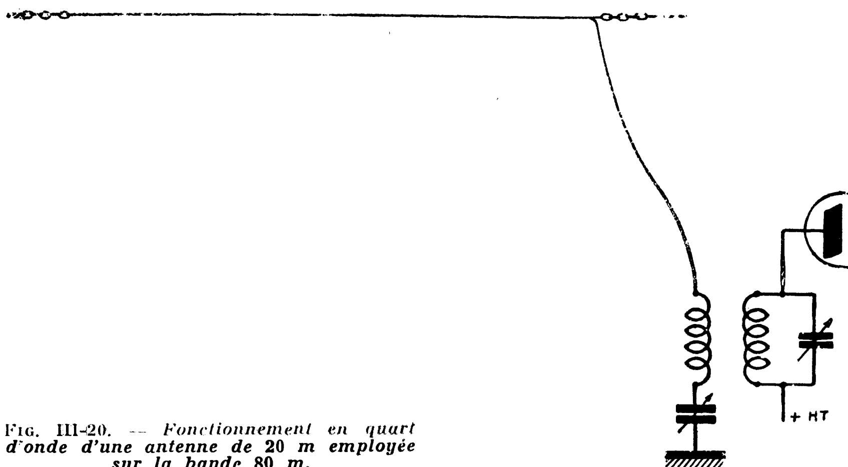


FIG. III-20. — *Fonctionnement en quart d'onde d'une antenne de 20 m employée sur la bande 80 m.*

sateur du circuit oscillant, on constate le décrochage sur une position ; on atteint alors la fréquence de résonance de l'antenne.

Pour régler cette dernière, de façon qu'elle résonne sur la fréquence *f*, on repère cette fréquence sur le cadran du grid-dip et on modifie la longueur jusqu'à ce que le « dip » se fasse en ce point précis du cadran. On établit ensuite des rallonges pour différentes fréquences de travail, et l'antenne est désormais prête à fonctionner. Comme elle est alimentée en tension, on règle le couplage à l'aide d'un tube au néon jusqu'à l'obtention de la tension maximum.

Il n'est pas nécessaire que le brin rayonnant soit droit : il suffit de déployer les 40 m de fil en les dégageant le mieux possible des obstacles ambiants. De toute façon, cette antenne n'est à conseiller que si la majeure partie du brin rayonnant est parfaitement dégagée.

Antenne Hertz-Windom à feeder unique

L'antenne Hertz-Windom, très populaire en France et en Angleterre, se compose d'un brin rayonnant demi-onde, onde entière ou plus, attaqué par un feeder unifilaire fixé aux environs du tiers du brin rayonnant (fig. III-19).

Cette antenne, excellente quand elle est bien réglée, peut être, par contre, désastreuse dans certaines conditions, car elle nécessite, pour bien fonctionner, une certaine disposition du feeder par rapport au brin rayonnant et de grandes précautions en ce qui concerne le feeder lui-même, précautions qui ne sont pas toujours prises.

Le feeder doit partir perpendiculairement au brin rayonnant au moins sur un quart d'onde ; ensuite, il faut faire le moins de coudes possible et ne pas être trop près d'obstacles conducteurs qui pourraient en modifier le comportement.

Le feeder doit normalement fonctionner en ondes progressives, c'est-à-dire que la tension et le courant doivent rester constants tout le long de ce conducteur.

Dans un coaxial et dans un feeder à fils torsadés ou parallèles, il se produit une annulation des champs créés par les deux conducteurs, qui empêche tout rayonnement extérieur et les rend moins sensibles aux influences extérieures.

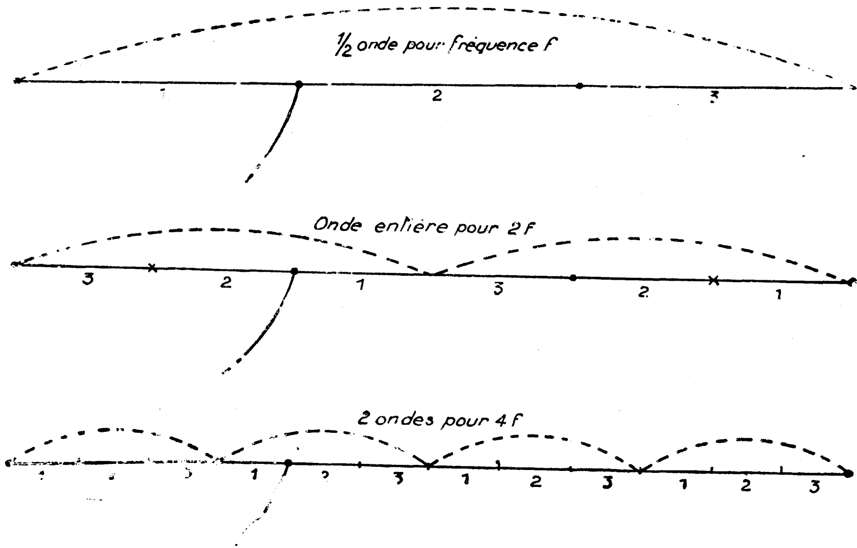


FIG. III-21. — *Antenne Hertz-Windom et modes de vibration en demi-onde.*

Nous avons pu constater que cette antenne, même bien accordée, donne plus de gêne dans les récepteurs de radiodiffusion que les antennes à feeders doubles.

Le brin rayonnant se règle comme dans les autres antennes. On peut le calculer, car il est bien dégagé, et la valeur trouvée peut être considérée comme correcte.

Pour placer la prise du feeder, on fait deux marques sur le fil à 0,33 et 0,36 fois la longueur du brin rayonnant ; c'est entre ces deux réglages — ou peu en dehors — que se trouve le bon emplacement.

Le feeder doit fonctionner en ondes progressives. Il faudra donc s'assurer qu'il en est bien ainsi en mesurant le courant en divers points du feeder ; il doit avoir la même valeur en tous points. On le fera sans couper le feeder, en contrôlant le courant induit dans un contrôleur déplacé parallèlement au feeder (ondemètre par exemple).

Le réglage est simple en apparence, mais comment peut-on, à 10 m ou 15 m de haut, déplacer le feeder ? Evidemment, c'est chose quasi impossible, à moins

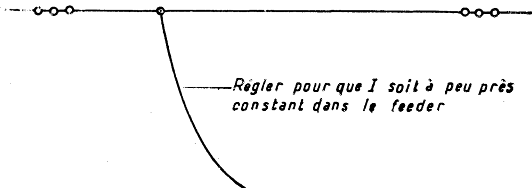


FIG. III-22

de disposer d'un matériel de pompier !... Aussi, il faut s'armer de patience, régler le feeder au sol, grimper l'antenne, regarder ce qui se passe, la redescendre, modifier le point d'attache, remonter, etc... jusqu'à obtenir le résultat désiré. Si l'on dispose d'une terrasse assez haute, on peut régler l'antenne dessus en l'éloignant de 2 m au moins de celle-ci.

Quand le réglage est correct sur une bande, l'est-il sur une autre ? Il est facile de prévoir que non, car, en un point donné du brin rayonnant, l'impédance varie suivant que l'antenne fonctionne sur sa fondamentale ou sur ses harmoniques. Comme le feeder, lui, a une impédance fixe voisine de 500 ohms, il ne fonctionne bien que sur une bande. On le règle donc pour la bande la plus délicate, par exemple sur 20 m en onde entière ; l'antenne fonctionne incorrectement sur sa fondamentale 40 m, mais, sur cette bande, le fignolage est moins intéressant. Si le pourcentage d'ondes stationnaires est faible, comme c'est souvent le cas, les pertes ne seront pas prohibitives.

La Windom fonctionne bien sur harmoniques, parfois même trop bien ! Quel est l'amateur utilisant une telle antenne qui n'a pas reçu des reports d'écoute 10 m alors qu'il émettait sur 20 m, ou réciproquement ?

Cette antenne fonctionne le mieux quand elle est couplée directement à la self de l'étage de puissance (PA). De ce fait elle rayonne beaucoup d'harmoniques produits par cet étage.

Il serait préférable de la coupler à un circuit oscillant qui, lui-même, serait couplé par ligne au circuit oscillant de l'étage PA.

On éviterait ainsi le QRM BCL (3) et le rayonnement des harmoniques. Ce système est, d'ailleurs, obligatoire avec un PA équipé de deux tubes en push-pull, sous peine de détruire sa symétrie.

V S 1 A A préconise une Windom fonctionnant dans de bonnes conditions sur trois bandes : 7, 14 et 28 MHz. Cette antenne, dont le brin rayonnant est en fil de 20/10 et le feeder en 9/10, a sa prise de feeder exactement au tiers (antenne demi-onde pour 40 m). Ne l'ayant pas essayée nous-mêmes, nous la citons à titre indicatif et sous toutes réserves.

On a dit souvent que le fonctionnement dépendait beaucoup du sol. Nous avons vu des Windom fonctionner correctement au-dessus de sols de natures très différentes, mais la terre ne peut pas ne pas jouer un rôle dans cette antenne, où le feeder fonctionne en ondes progressives d'une façon acrobatique ; la présence du moindre obstacle peut troubler le fonctionnement. Nous avons d'ailleurs, à l'aide d'une détectrice à réaction, obtenu plusieurs résonances. En dehors de celle qui était prévue, nous en avons trouvé d'autres : résonance du feeder seul, résonance de l'ensemble feeder-brin rayonnant, etc. Cela ne suffit-il pas à expliquer le brouillage produit dans les récepteurs voisins ? Il y a de grandes chances pour que l'accord par filtre en pi fasse plus souvent fonctionner cet aérien en antenne quelconque alimentée en tension plutôt qu'en Windom avec feeder à ondes progressives.

La prise au tiers sur la fondamentale a un avantage certain, car, sur l'harmonique 2, l'antenne fonctionne en onde entière et il se trouve que cette prise est encore au tiers d'une des deux demi-ondes de l'onde entière. En effet, entre le tiers et la moitié de la demi-onde, il y a une différence de

$$\frac{1}{2} - \frac{1}{3} = \frac{3}{6} - \frac{2}{6} = \frac{1}{6}$$

(3) Gêne occasionnée aux récepteurs de radiodiffusion ou de télévision.

Or, un sixième est le tiers d'un demi. Il en est de même pour le cas où l'antenne fonctionne en double onde.

Si l'on fait la prise à 0,36, elle se trouve déportée du mauvais côté dans le fonctionnement en onde entière, puisque alors, la prise se trouve être faite à 0,28, ce qui rend l'adaptation quasi impossible et donne un fonctionnement incorrect. C'est pourquoi la prise au tiers est si communément adoptée.

L'impédance d'une antenne demi-onde est maximum aux extrémités, minimum au centre. Si l'on fonctionne en onde entière, les deux extrémités et le centre sont des points de haute impédance, les points de basse impédance se trouvant au quart et aux trois quarts de la longueur. Il y a donc deux points d'égale impédance sur l'antenne fonctionnant en demi-onde ou en onde entière (fig. III-23). Si on alimente en l'un ou l'autre de ces points par un feeder d'impédance convenable, c'est-à-dire d'impédance caractéristique égale à celle des points de même impédance sus-mentionnés, le fonctionnement est correct sur les deux bandes.

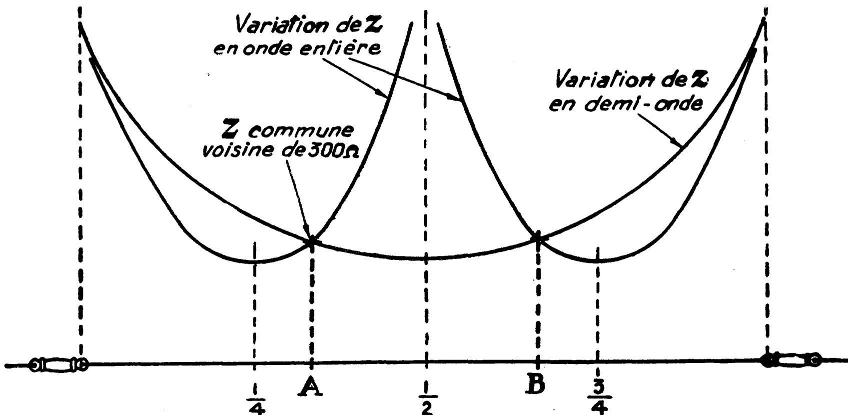


Fig. III-23. — *A et B : points d'attaque de l'antenne demi-onde ou onde entière.*

Avec une ligne de 300 Ω (très facile à se procurer), l'adaptation est tout à fait convenable (fig. III-24). En outre, ce feeder étant symétrique, un des principaux inconvénients de l'antenne Windom à feeder unique disparaît.

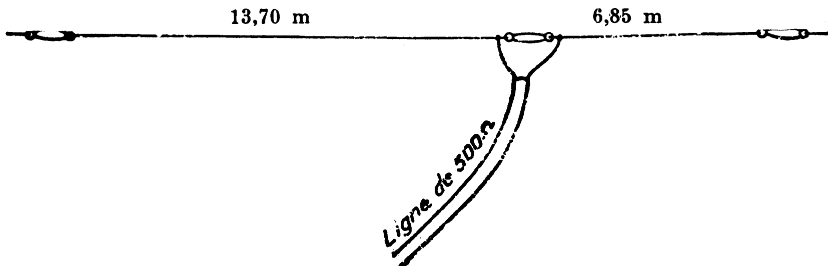


Fig. III-24. — *Adaptation à une ligne de 300 Ω d'une antenne Windom pour les bandes 40 et 20 m.*

On pourrait, de même, fonctionner sur 40 et 10 m, par exemple, en attaquant l'antenne aux points convenables par un feeder approprié (fig. III-25), ces points étant différents de ceux qui sont utilisés sur 40 et 20 m.

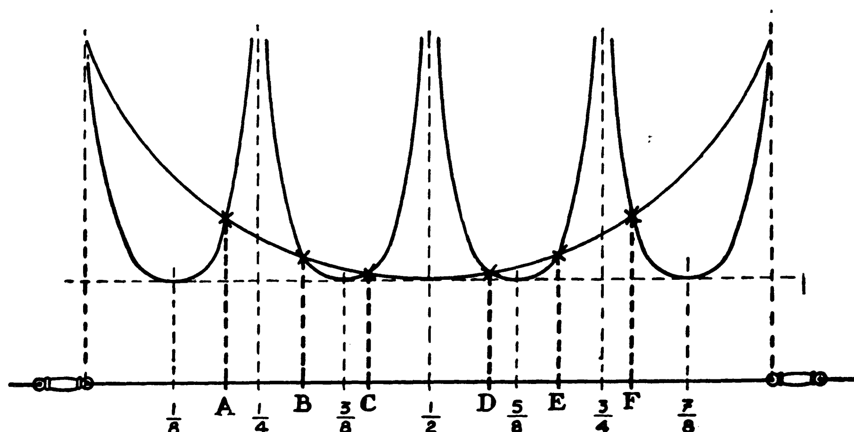


FIG. III-25. — *A, B, C, D, E, F : points d'attaque possibles d'une antenne fonctionnant correctement en demi-onde ou en double onde ; l'impédance varie suivant le point choisi.*

ANTENNE MULTIBANDES (3,5, 7, 14, 28 MHz) FD4

Cette antenne filaire repose sur le principe ci-dessus. Elle mesure 41,50 m, c'est-à-dire que son fonctionnement est du type demi-onde sur 3,5 MHz seulement et qu'elle résonne en onde entière sur 7 MHz, double-onde sur 14 MHz, quatre ondes sur 28 MHz. Comme le montre la figure III-25, on peut tracer pour chaque mode de fonctionnement la variation d'impédance correspondante. Le réseau de courbes fait apparaître en particulier deux points particulièrement favorables d'impédance commune voisine de 300 Ω. Un transformateur-symétriseur inséré au point d'alimentation permet une attaque convenable sur les 4 bandes par un câble coaxial 75 Ω.

Paradoxalement, en raison du compromis multibandes, c'est sur 80 m que le TOS est le moins favorable (1,6/1 au centre — 1,9/1 aux exrémités). Par contre, sur 40 m, il est voisin de l'unité, sur 20 m, il n'atteint jamais 1,3/1 et sur 10 m, il est, au maximum, de 1,2/1 en bouts de bande, cependant que sur 21 MHz, en raison de l'harmonique de rang impair, l'attaque est très défavorable et le TOS est très élevé (de l'ordre de 3/1).

Le modèle FD3 qui ne mesure que 20,7 m, couvre de la même façon les bandes 40, 20 et 10 m. FD3 et FD4 sont fabriquées en Allemagne par la firme Fritzel (Vareduc-Importateur) et admettent une puissance de 500 W.PEP. Le poids de la FD4 est inférieur à 1,5 kg.

Antennes repliées ou « folded »

Les antennes repliées (folded) sont de création récente. Elles offrent de multiples avantages, en particulier leur faible encombrement et leur résistance de rayonnement élevée. En outre, il est intéressant de noter qu'en jouant sur les

diamètres des conducteurs, on peut réaliser aisément leur adaptation à un feeder commercial d'impédance déterminée, ledit feeder étant constitué par une ligne à fils parallèles, pour respecter la symétrie.

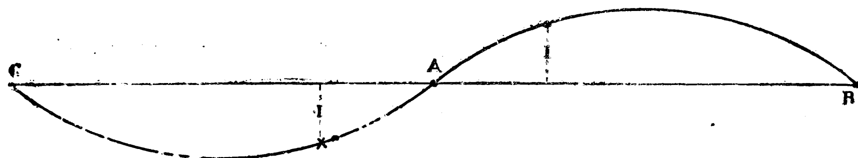


Fig. III-26. — *Répartition du courant dans une antenne onde entière.*

Considérons une antenne onde entière et traçons le diagramme de répartition du courant (fig. III-26). De part et d'autre du point A, milieu de l'antenne, les courants sont égaux, mais en opposition de phase. En repliant la partie A C sur la partie A B (fig. III-27), on voit que les courant dans les demi-ondes A B et A C sont égaux et en phase. Donc, cette antenne donne un champ double de celui d'une demi-onde normale, si chacune des demi-ondes qui la composent est parcourue par le même courant que celui qu'on peut mesurer au ventre d'intensité de l'antenne C B. On obtient donc le même effet qu'avec une demi-onde seule en l'alimentant avec un courant deux fois plus faible.

Prenons l'exemple d'une demi-onde alimentée par une puissance de 70 watts. Comme l'impédance au centre d'une demi-onde est de 70 Ω environ, le courant en ce point est :

$$I = \sqrt{\frac{70}{70}} = 1 \text{ A.}$$

Avec l'antenne repliée, un courant d'un demi-ampère donne le même champ ; l'impédance au centre de cette antenne est donc :

$$Z = \frac{70}{(0{,}5)^2} = 280\ \Omega.$$

Tout se passe comme si l'on avait multiplié par quatre la résistance de rayonnement.

Remarquons que les points C et B étant au même potentiel, rien n'empêche de les réunir. On aboutit à l'antenne repliée à deux éléments qu'ont peut alimenter comme toute autre demi-onde, pourvu que la ligne d'alimentation ait des caractéristiques tenant compte de son impédance au centre (fig. III-28).

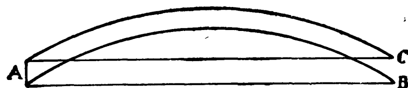


Fig. III-27. — *Répartition du courant dans une antenne repliée à deux éléments.*

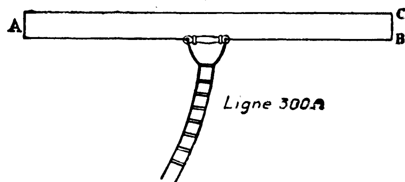


Fig. III-28. — *Alimentation par ligne de 300 ohms d'une antenne repliée à deux éléments.*

Il existe dans le commerce, en France et aux Etats-Unis, une ligne dont l'impédance caractéristique est égale à 300 Ω. Elle est idéale pour alimenter en son centre l'antenne repliée à deux éléments.

On peut construire soi-même une telle ligne (voir tableau II, chapitre II A).

L'antenne repliée à 2 éléments est réalisée, pour les ondes de fréquence supérieure à 40 MHz, sous la forme bien connue de « trombone » : son aspect présentant une ressemblance indéniable avec la coulisse de l'instrument auquel elle emprunte son nom.

Antennes pliées à conducteurs de diamètres différents

Si les 2 conducteurs qui constituent l'antenne pliée n'ont pas le même diamètre, un nouveau facteur entre en ligne de compte dans le calcul de l'impédance : c'est la distance entre les 2 conducteurs.

D'après de récentes études sur la question, le facteur par lequel il faut multiplier l'impédance du dipôle simple placé dans les mêmes conditions, est donné par la formule

$$K = \left(\log \frac{4e^2}{Dd} \Big/ \log \frac{2e}{d} \right)^2$$

formule dans laquelle *e* est la distance d'axe en axe des 2 conducteurs, D est le diamètre du conducteur alimenté et *d* le diamètre du conducteur auxiliaire, celui qui n'est pas coupé.

Lorsqu'il s'agit d'une antenne repliée à 3 éléments, l'un alimenté de diamètre D, les 2 autres étant de même diamètre *d*, et également espacés de D d'une distance *e* le facteur multiplicateur est alors de

$$K = \left(\log \frac{4e^3}{D^2 d} \Big/ \log \frac{e}{d} \right)^2$$

Bien entendu dans ces formules D, *d*, et *e* sont exprimées dans la même unité.

Abaques pour le calcul de ces antennes

Nos lecteurs n'auront d'ailleurs aucun souci à se faire à propos de ces formules puisque les résultats en sont consignés dans les abaques : fig. III-29 et III-30.

Ils n'auront qu'à calculer $\frac{e}{d}$ et $\frac{d}{D}$ pour trouver immédiatement K ; ou bien K étant fixé d'avance ce qui est généralement le cas, ils pourront trouver $\frac{e}{d}$ connaissant $\frac{d}{D}$ et en déduire *e*.

Voici quelques exemples de calcul :

1[er] *exemple :* Chercher le facteur multiplicateur d'une antenne existante dans laquelle D = 4 mm, *d* = 12 mm, *e* = 24 mm.

$$\frac{d}{D} = \frac{12}{4} = 3 \; ; \; \frac{e}{d} = \frac{24}{12} = 2$$

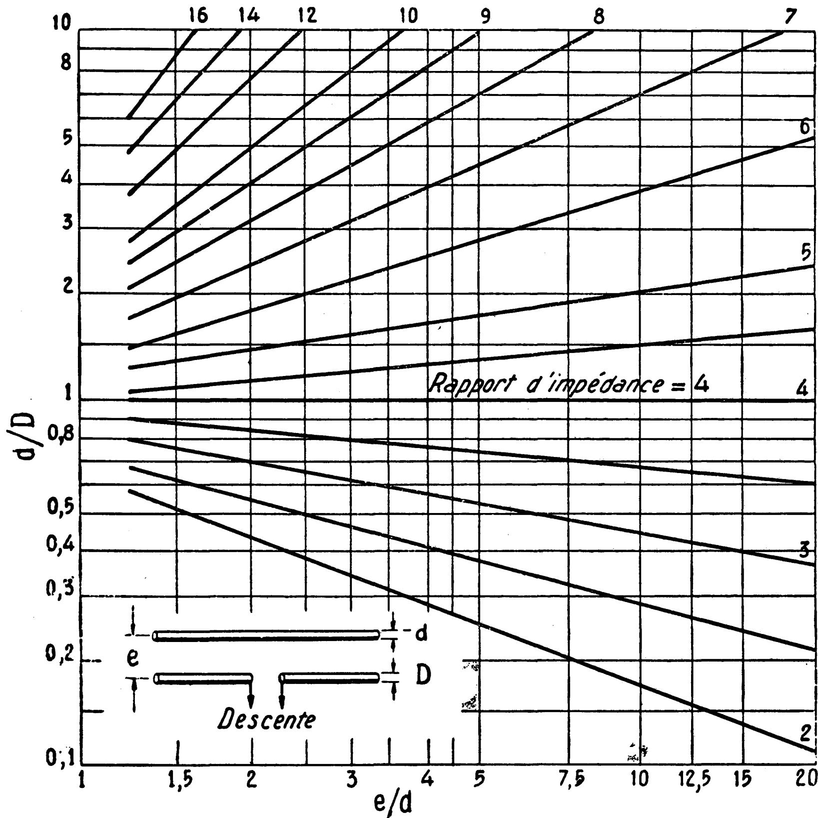


FIG. III-29. — *Abaque donnant le facteur multiplicateur d'impédance dans un trombone à 2 éléments de diamètres différents.*

En cherchant le point de rencontre de la ligne verticale $\frac{e}{d} = 2$ et $\frac{d}{D} = 3$ on trouve que K est compris entre 5,5 et 6.

Donc si la résistance de rayonnement de l'antenne est 12 ohms avec un dipôle simple, elle sera 12 Ω × 6 = 72 Ω avec le dipôle plié constitué de la façon indiquée ci-dessus.

2° *exemple :* Une antenne comportant un dipôle simple a une résistance de rayonnement de 15 Ω. Nous voulons réaliser un dipôle replié l'adaptant à un câble co-axial standard de 75 Ω. Le facteur multiplicateur K devra être : $\frac{75}{15} = 5$.

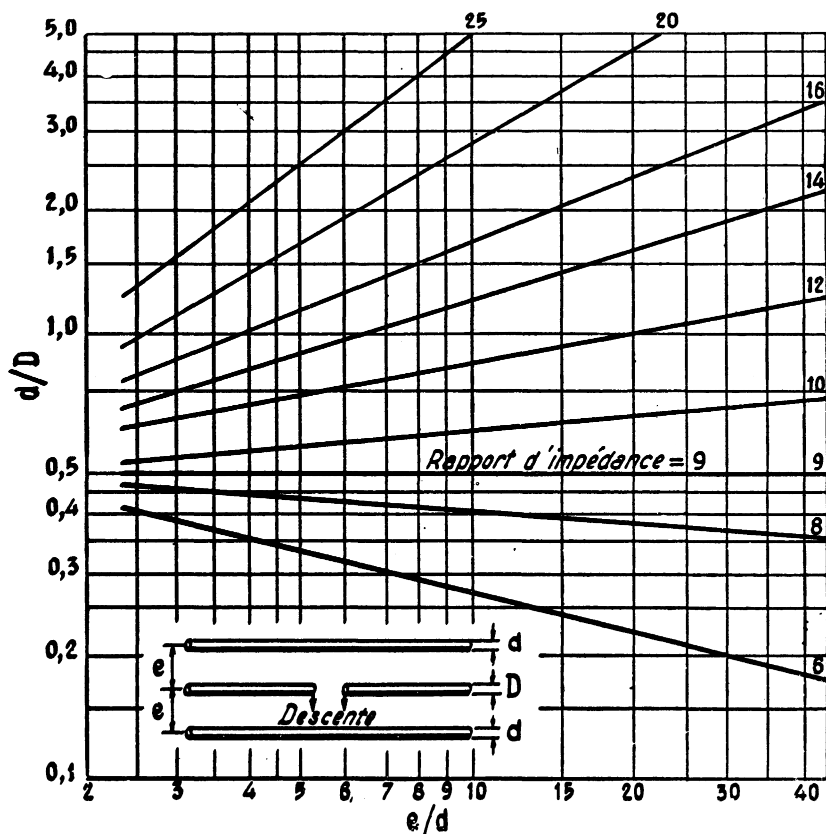


Fig. III-30. — *Abaque donnant le facteur multiplicateur d'impédance dans un trombone à 3 éléments dont les 2 éléments extérieurs ont le même diamètre.*

Nous disposons pour le faire de tube de 10 mm de diamètre et de tige ronde pleine de 5 mm de diamètre. Quel devra être l'écartement entre les deux conducteurs ?

Sur l'abaque au point de rencontre de la droite K = 5 avec la ligne horizontale $\frac{d}{D} = \frac{10}{5} = 2$ nous trouvons $\frac{e}{d} = 8{,}5$ environ donc e devra être égal à $10 \times 8{,}5 = 85$ mm (d'axe en axe).

Peut-on adapter l'antenne faisant l'objet de notre deuxième exemple à un câble bifilaire de 300 Ω d'impédance caractéristique ?

K doit alors être $\frac{300}{1{,}5} = 20$.

Il est impossible d'utiliser pour cela un dipôle à deux conducteurs, car la première abaque nous montre qu'on ne peut dépasser un K de 16 ; on prendra alors trois conducteurs ; deux de 10 mm de chaque côté de la tige pleine de 5 mm, laquelle sera coupée pour sa jonction au câble 300 Ω.

Au point de rencontre de la ligne K = 20 et $\frac{d}{D} = 2$ on trouve $\frac{e}{d} = 7$, donc $e = 10$ mm $\times 7 =$ *70 mm.*

On voit tout l'intérêt que présente ce type d'antenne pliée à plusieurs conducteurs de diamètres différents. Il est possible d'obtenir des facteurs multiplicateurs allant de 2 à 25 d'une façon continue. Ce facteur multiplicateur augmente quand on rapproche les deux ou les trois conducteurs et il est d'autant plus grand que le rapport entre le diamètre du conducteur non coupé et celui du conducteur coupé (pour permettre son raccordement au câble) augmente. Avec un dipôle replié constitué par deux conducteurs de même diamètre on obtient un K égal à 4, avec un dipôle simple un K égal à 1.

Pour obtenir un K intermédiaire, c'est-à-dire compris entre 1 et 4, il faut que le conducteur coupé soit plus gros que l'autre. Dans le cas général K doit être supérieur à 4 et ce sera en général l'élément coupé qui aura le plus petit diamètre.

On remarquera que le rapport entre les diamètres des conducteurs a une plus grande influence sur le facteur multiplicateur que l'espacement de ces conducteurs.

Réalisation pratique des trombones et antennes pliées

Nous donnons quelques réalisations pratiques d'antennes pliées.

La fig. II-31 représente le classique trombone.

On coupe un tube ou une tige pleine de cuivre ou d'aluminium de la longueur totale du trombone ouvert et on le coude aux deux endroits convenables soit sur des poulies soit dans une machine à cintrer. Comme il est difficile de cintrer exactement au bon endroit, il est souvent préférable de prendre une longueur légèrement supérieure et de couper ensuite l'ouverture pour l'alimentation, aux endroits convenables.

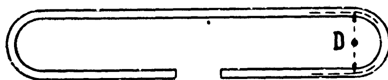


FIG. III-31. — *Trombone à éléments égaux formé d'un seul tube. D est l'écartement entre éléments.*

Nous avons utilisé avec succès une cintreuse simple constituée par deux poulies en aluminium comportant chacune une gorge ayant la forme du demi-tube à cintrer et pouvant rouler l'une sur l'autre au moyen d'un étrier mobile (voir fig. III-32).

Il est ainsi possible de cintrer du tube de duralinox de 18 × 20, à froid, d'une façon impeccable.

Lorsqu'il s'agit de cintrer des trombones en tige pleine de 4 à 6 mm de diamètre on peut faire un gabarit du genre de celui qui est représenté sur la

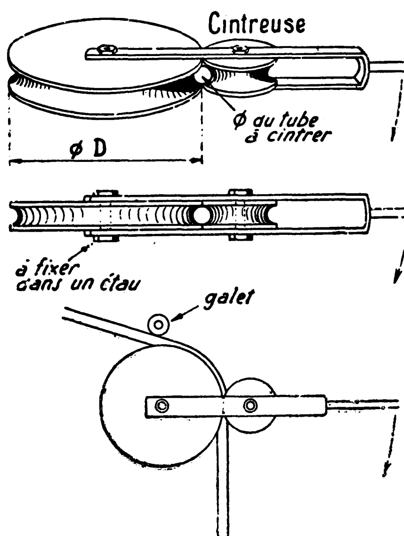


Fig. — III-32. — *Cintreuse pour tube duralinox* 18/20

figure III-33, constituée par une planche sur laquelle on a fixé deux poulies et une planchette, le tout ayant la forme du trombone à réaliser. Il suffira de serrer la tige dans un étau contre le gabarit et de tourner la tige à la main pour lui faire épouser la forme de ce dernier.

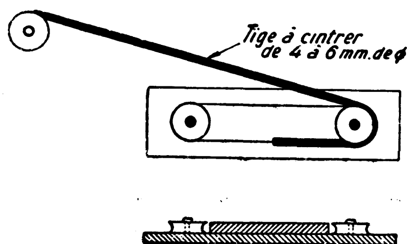


Fig. III-33. — *Gabarit pour cintrer de la tige pleine d'aluminium ou de duralinox.*

Ceci, bien entendu, est un procédé d'amateur, mais que nous avons utilisé pour réaliser des antennes d'essai.

On peut enfin réaliser un trombone comme certaine firme américaine en aplatissant les tubes aux deux extrémités et en les réunissant par une barre rivée (fig. III-34 a).

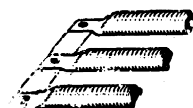


FIG. III-34 a
Tubes raccordés à l'extrémité par une barre rivée.

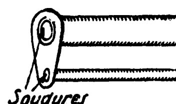


FIG. III-34 b
Trombone fait avec des conducteurs de diamètres différents soudés sur une pièce de raccordement (le tout en cuivre).

Quand on réalise un trombone avec des conducteurs de diamètre différents : s'ils sont en cuivre on pourra les souder sur une pièce de raccordement du genre de celle de la figure III-34 b ; s'ils sont en aluminium, on peut réaliser une pièce moulée en aluminium comportant deux cavités permettant d'y introduire les tubes et de les y goupiller (fig. III-35).

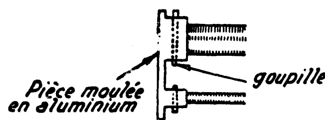


FIG. III-35. — *Raccord par pièce moulée goupillée sur les tubes*

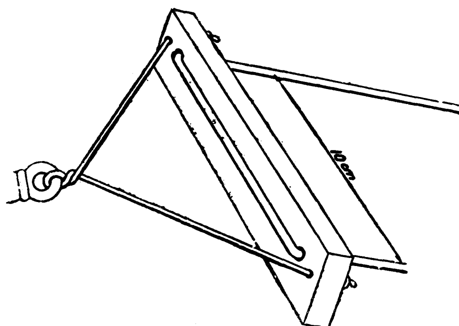


FIG. III-36. — *Détail de fixation de l'antenne folded filaire MHz.*

Des antennes pliées pour ondes de 3,5 à 30 MHz pourront être réalisées en fil analogue à celui de la fig. III-36.

Antennes pliées réalisées avec du feeder « twin-lead » 300 Ω

Il est possible de réaliser une antenne pliée avec du câble de 300 Ω d'impédance caractéristique, appelé souvent « twin lead » (fig. III-37, III-38 et III-39).

Pour assurer un bon fonctionnement il ne suffira pas de connecter simplement les deux fils du câble aux deux extrémités, il faudra y intercaler une capacité d'environ 7 pF par m de longueur d'onde ; ceci pour compenser le fait que le facteur de réduction du câble utilisé en antenne avec des courants de même sens dans les deux fils n'est pas le même qu'en ligne de transmission où les courants dans les deux conducteurs sont de sens contraires.

On coupera une longueur de twin-lead calculée d'après la formule

$$Lm = \frac{142,64}{\text{F MHz}}$$

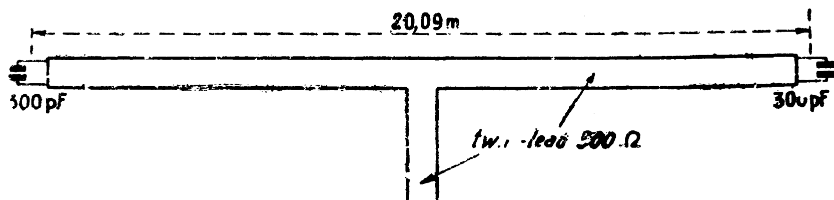


FIG. III-37. — *Antenne pliée réalisée en twin-lead pour* $\lambda = 40$ *m.*

On dénudera quelques millimètres de fil à chaque extrémité et on les soudera aux extrémités de la capacité calculée comme il a été dit plus haut.

On peut aussi court circuiter une partie du twin-lead de façon à ce que la longueur de ligne comprise entre les deux courts-circuits représente une longueur réelle de demi-onde dans le câble, c'est-à-dire $0{,}82 \frac{\lambda}{2}$ (fig. III-38).

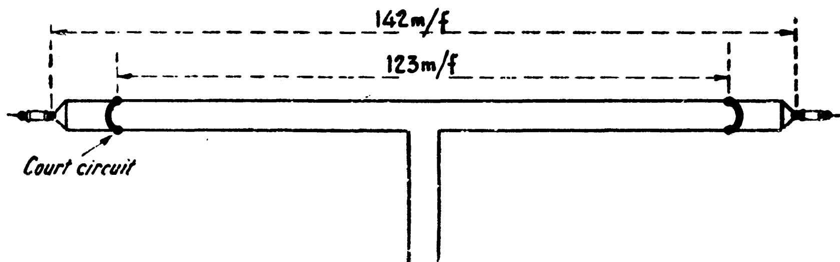


FIG. III-38. — *Antenne pliée réalisée en twin-lead* 300 Ω *et court-circuitée avant les extrémités (voir texte).*

Une troisième manière consiste à prolonger l'antenne twin-lead, longue de $0{,}82 \frac{\lambda}{2}$, par 2 longueurs de fil ordinaire, rabattues comme l'indique la fig. III-39.

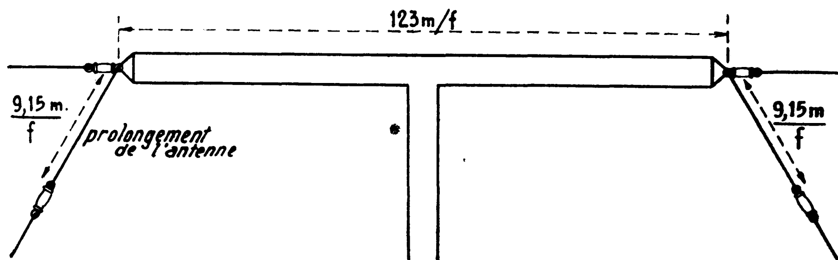


FIG. III-39. — *Antenne pliée en twin-lead prolongée par du fil ordinaire.*

Voici un exemple ; soit à calculer une antenne pliée, pour la fréquence de 7,1 MHz ; on pourra la réaliser en fil de cuivre de longueur calculée d'après la formule

$$L = \frac{14.264}{7,1} = 2009 \text{ cm} = 20 \text{ m } 09$$

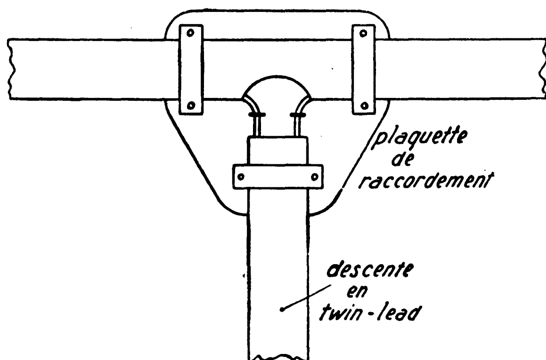


Fig. III-40. — *Détail de l'antenne (partie centrale).*

cette longueur étant celle qui va du milieu de l'une des barrettes d'écartement des extrémités au milieu de l'autre barrette (fig. III-41).

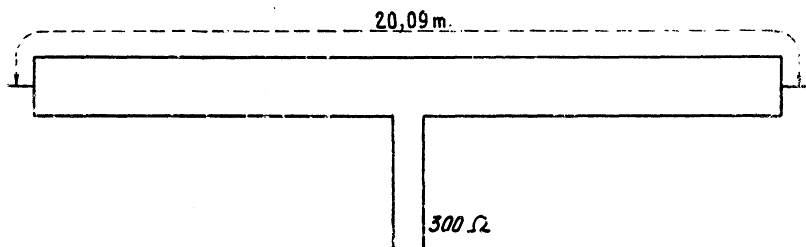


Fig. III-41. — *Antenne pliée pour bande 40 m, réalisée en fil.*

Ou bien on coupera 20 m. 09 de « twin lead ».

Comme 7,1 MHz correspond à une longueur d'onde de $\frac{300}{7,1}$ **= 42 m 25, la capacité terminale devra être de 7 pF × 42,25 = 295,75 pF.**

On prendra la capacité de valeur courant la plus près de cette valeur, soit 300 pF : en mica sous matière moulée ou céramique.

La descente sera faite également en twin-lead puisque l'impédance de 300 Ω du câble est égale à la résistance de rayonnement de l'antenne pliée à deux

conducteurs égaux. (Nous avons vu que dans ce cas K vaut 4 et 4 fois 75 Ω donnent 300 Ω.)

Pour le raccordement de la descente on coupera un des conducteurs du ruban formant l'antenne au milieu de celle-ci et on soudera les deux fils résultant de la coupure aux deux fils du câble de descente. Il est à conseiller pour la solidité de l'antenne et sa résistance aux vents violents de réaliser cette connexion de la descente sur une plaquette isolante comportant des cosses relais et des dispositifs de serrage de l'isolant du twin-lead afin que le câble de descente ne soit pas suspendu par les fils soudés mais par l'isolant.

Il est à noter que l'isolement entre les conducteurs d'une antenne pliée est sans importance puisque les deux parties des deux conducteurs qui sont en regard sont au même potentiel. On pourra donc, lors de la réalisation d'une antenne pliée en fil de cuivre, utiliser pour maintenir l'écartement des fils un isolant quelconque. (Il n'en sera pas de même pour l'isolement entre les extrémités de l'antenne et le mât qui la soutient.)

Antenne à large bande en câble coaxial (3,5 MHz) (Antenne Bazooka)

Ce type d'antenne, connu aux U.S.A. sous le nom de « Double Bazooka » n'est pas autre chose qu'une longueur de câble coaxial résonnant en demi-onde au centre de la bande de travail choisie et alimentée en son centre par une ligne coaxiale de longueur quelconque. En fait, la partie rayonnante est constituée par la gaine du câble qui se comporte comme un dipôle demi-onde et l'âme constitue deux sections quart d'onde qui présentent une réactance élevée à la résonance mais qui décroît d'autant plus qu'on s'en éloigne (fig. III-42). Il en résulte

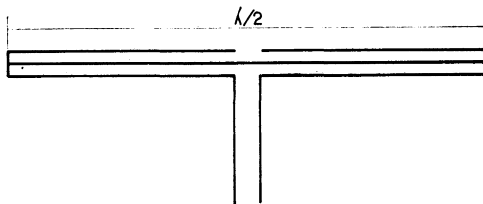


FIG. III-42

un élargissement notable de la bande passante, ce qui est particulièrement intéressant sur les bandes de fréquences basses comme le 3,5 MHz dont l'étendue représente 10 % de la fréquence nominale. Dans la pratique, on part d'une longueur de câble coaxial genre télévision, 75 MD, comportant un conducteur central en fil plein et, exactement au milieu, on coupe une bague de gaine plastique d'environ deux centimètres pour atteindre la gaine métallique que l'on découpe sur la même longueur, mettant ainsi à nu le diélectrique du câble. A cet endroit, on soude une boucle de fil, genre téléphone, de 1,5 cm de diamètre et, après avoir tendu le câble contre deux points fixes, à deux mètres du sol, on cherche la résonance au grid-dip. On coupera progressivement la même longueur à chaque

extrémité de manière à obtenir la résonance de la gaine sur la fréquence centrale soit 3 650 kHz. Cette longueur se situera aux alentours de 39 m. Reste le cas du conducteur intérieur, pour lequel intervient, le coefficient de vélocité du câble et qui, à 39 m, se trouve être beaucoup trop long. On fera de part et d'autre du centre, sur la gaine une marque à K/2, c'est-à-dire 1/3 de la longueur trouvée, soit environ 13 m du centre. A cet endroit, en ouvrant la gaine plastique, on sectionnera l'âme et on soudera l'extrémité libérée à la gaine extérieure. Après quoi on extraira le reste de l'âme, soit environ 6 m qui n'est pas utilisée. On procèdera de même des deux côtés en reconstituant le polythène avec de l'Araldite et en remettant la gaine en place (fig. III-38 *bis*).

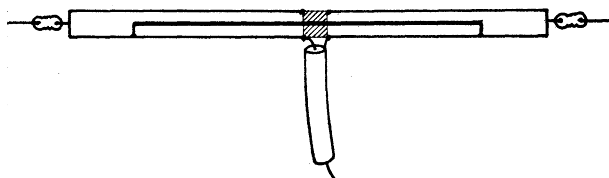


FIG. III-43

Le câble d'alimentation, de même nature que celui utilisé pour l'antenne, sera soudé au dipôle, comme on pratique habituellement, mais il sera bon, mécaniquement, de prévoir un bloc d'assemblage approprié. Un seul isolateur, type Pyrex, à chaque extrémité, suffira à isoler l'aérien. On notera que cette antenne est essentiellement monobande et son fonctionnement sur toute la bande 80 m se traduit par les ROS suivants :

3,5 = 1,4/1.
3,6 = 1,05/1.
3,65 = 1/1.
3,7 = 1,05/1.
3,8 = 1,35/1.

Fonctionnement des antennes pliées sur harmoniques impairs

L'antenne pliée ne peut fonctionner sur les harmoniques pairs, car le câble de descente se trouverait placé à un ventre de tension, mais sur les harmoniques impairs l'adaptation est encore très correcte ; ainsi l'antenne décrite pour la bande 7 MHz peut fonctionner très correctement sur la bande amateur des 21 MHz.

Cette antenne qui a une résonance beaucoup moins pointue qu'un dipôle ordinaire, qui est facile à adapter à un câble de descente normalisé, présente par contre pour les stations d'amateurs l'inconvénient de ne pouvoir fonctionner que sur une seule bande ; on sait en effet que les bandes d'amateurs sont en harmoniques pairs les unes par rapport aux autres, si l'on excepte la bande 21 MHz.

Par contre comme antenne monobande et surtout comme adaptateur d'impédance, elle est d'un usage presque général. C'est elle qui constitue l'élément alimenté de presque toutes les antennes à éléments multiples.

Antenne tourniquet à dipole plié

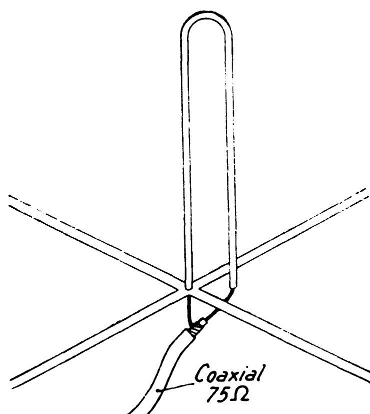


Fig. III-44. — *Alimentation par câble coaxial.*

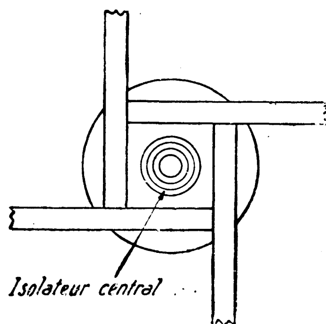


Fig. III-44 *bis.* — *Réalisation pratique.*

Nous avons parlé de l'antenne ground-plane dans les pages qui précèdent. Celle-ci a une faible résistance de rayonnement. On peut augmenter cette résistance en utilisant comme partie rayonnante un demi-trombone de façon à l'adapter à un coaxial courant de 75 Ω. Ceci facilite la construction puisque l'un des brins du trombone peut être mis à la masse. Le trombone sera réalisé ainsi : La partie reliée à la masse aura 6 mm de diamètre, l'autre partie reliée au conducteur central du co-axial aura un diamètre de 16 mm et l'écartement d'axe en axe pourra varier entre 2,5 et 4 cm. Le facteur multiplicateur du trombone sera voisin de 2. Le mode de liaison étant asymétrique conviendra au coaxial.

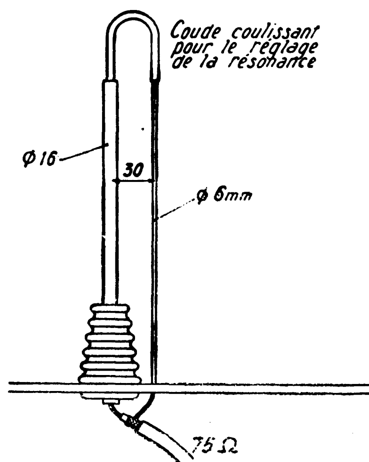


Fig. III-45. — *Détails de fixation du demi-trombone.*

Antennes multibandes alimentées par feeders accordés

Antennes « Lévy et Zeppelin ».

Il existe deux types d'antennes de ce genre : l'antenne « Zeppelin », composée d'une partie rayonnante alimentée à l'extrémité par une ligne à fils parallèles du genre 600 Ω, et l'antenne « Levy », pour laquelle l'alimentation a lieu, au centre, à l'aide d'un feeder du même type que celle utilisée pour l'antenne « Zeppelin ».

Une ligne à fils parallèles ne rayonne pas tant que la distance qui sépare les fils de ligne est faible devant la longueur d'onde du courant haute fréquence qu'elle transporte. A vrai dire, les deux conducteurs rayonnent mais, étant parcourus par des courants circulant en sens inverse, si les courants sont d'égale amplitude et de phases exactement opposées, le champ produit par un conducteur annule celui de l'autre.

Il importe donc que l'égalité d'amplitude et l'opposition de phase soient rigoureusement respectées si on veut que le rayonnement propre des feeders soit négligeable.

Cela impose une certaine longueur du brin rayonnant, tout au moins pour ce qui concerne l'antenne « Zeppelin ». On peut en effet la considérer comme

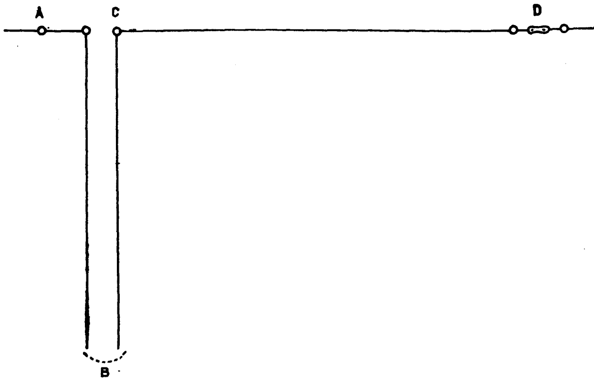


Fig. III-46

résultant d'une antenne longue dont on aurait replié l'extrémité pour constituer le feeder d'alimentation.

L'extrémité de l'antenne comportant obligatoirement un nœud d'intensité en A (et D), pour que le feeder ne rayonne pas, il faudra que le point C soit aussi un nœud d'intensité (fig. III-46). Comme le point D en est un aussi, la longueur CD devra être un multiple de demi-longueurs d'onde. Il en sera de même pour le feeder qui ne devra pas être d'une longueur quelconque ; cependant, comme son extrémité B est accessible, on pourra, par des systèmes d'inductances et de capacités, lui donner la longueur convenable, c'est-à-dire l'accorder, d'où le nom de « feeder accordé » donné à ce type de feeder. Aux yeux de certains auteurs ce mot « tabou » de « feeder accordé » dispenserait ce feeder de se comporter comme un feeder normal ; qu'il nous soit permis de ne pas être de leur avis. Nous y reviendrons un peu plus loin.

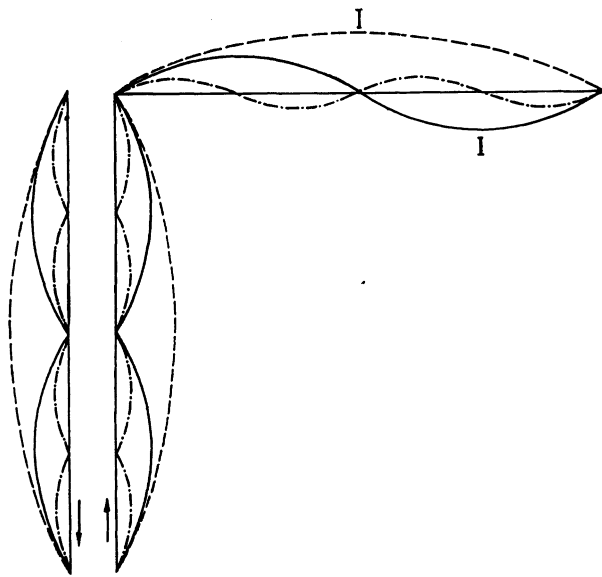


Fig. III-47

Avec l'antenne « Lévy », qui peut être considérée comme une antenne longue dont le centre replié constituerait le feeder, il est évident que du fait de la symétrie de cette antenne, le repli peut se faire en un point quelconque, car une fois le feeder accordé, les conditions de non-rayonnement du feeder seront satisfaites quelle que soit la longueur de la partie rayonnante, et ceci permet de l'utiliser dans les endroits où l'espace est trop restreint pour installer une partie rayonnante ayant au moins une demi-onde. (Il ne faut cependant pas descendre en dessous du quart d'onde pour la partie rayonnante.)

Alors que l'antenne « Zeppelin » ne peut fonctionner que sur des fréquences harmoniques de celle pour laquelle sa partie rayonnante fait une demi-onde, l'antenne « Lévy » est théoriquement capable de fonctionner sur n'importe quelle longueur d'onde si on dispose d'un moyen d'accorder le feeder dans n'importe quelles conditions (fig. III-48 et III-49).

On notera que pour l'antenne « Zeppelin » le fonctionnement ne sera pas correct sur les fréquences harmoniques exactes de celle pour laquelle elle a été taillée car, pour une antenne onde entière, la longueur n'est pas exactement le double de celle d'une antenne demi-onde. Il y aura résonance pour une fréquence légèrement différente de l'harmonique.

Le non-rayonnement des feeders n'est pas aussi absolu qu'on pourrait le croire, car la partie rayonnante de l'antenne crée un champ dans lequel est plongé le feeder. Il est évident que dans l'antenne « Lévy » la symétrie de l'antenne réduit au minimum cette action, mais elle n'est pas négligeable surtout au voisinage du point de raccordement. Pour la réduire au minimum, il est nécessaire que

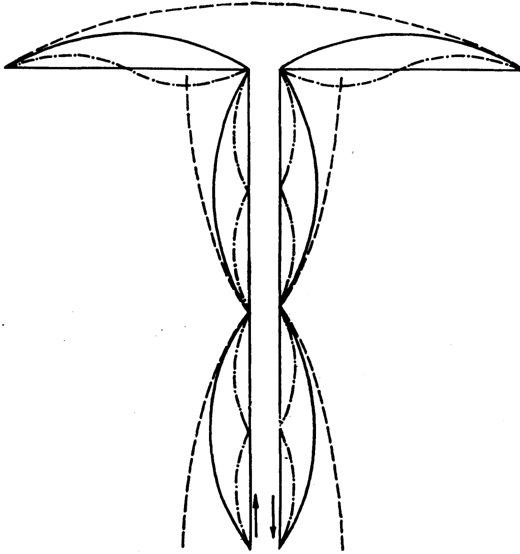


Fig. III-48

le feeder soit perpendiculaire à la partie rayonnante au moins sur une longueur d'une demi-onde. Cette disposition pratique n'est pas toujours facile à réaliser ; il faudra orienter l'antenne de façon à s'approcher le plus possible de cette condition idéale.

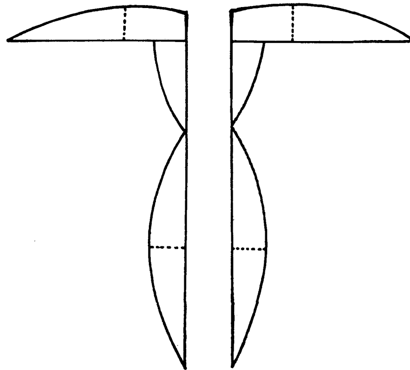


Fig. III-49

Avec l'antenne « Zeppelin », la dissymétrie dans la disposition du feeder par rapport à l'antenne fait que le rayonnement de l'antenne perturbe gravement le fonctionnement du feeder ; en effet, les courants induits par ce rayonnement ont le même sens dans les deux fils, ce qui détruit l'égalité des deux courants circulant dans le feeder, car l'un est augmenté alors que l'autre est diminué. Le

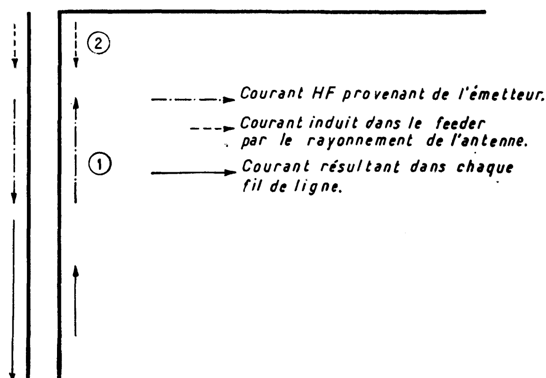


FIG. III-50

feeder rayonne, perturbe lui-même l'antenne de ce fait, et sur le feeder les nœuds et ventres ne sont plus en face les uns des autres mais décalés les uns par rapport aux autres et le R.O.S. n'est pas le même dans les deux feeders (fig. III-50 et III-51).

On peut considérer une antenne « Zeppelin » comme une antenne accordée alimentée à son extrémité par une ligne ayant une impédance caractéristique de l'ordre de 600 Ω. Nous savons que cette affirmation est monstrueuse, si on en croit un article de M. Guilbert paru dans *Radio-REF*. Il paraîtrait que si cette ligne a les caractéristiques géométriques d'une ligne 600 Ω, ce n'en est cependant pas une et qu'elle ne fonctionne pas comme telle, que c'est, en réalité, un « feeder accordé », fonctionnant en ondes stationnaires.

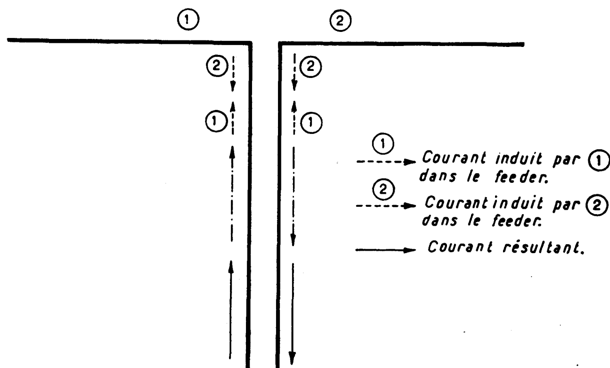


FIG. III-51

Une ligne présente, de par ses caractéristiques géométriques, une impédance caractéristique que rien ne peut lui enlever, même si on la baptise « feeder accordé ».

Une ligne 600 Ω fermée sur une impédance non réactive de 600 Ω fonctionne en ondes progressives, c'est-à-dire qu'en chaque point du feeder le courant est constant, une onde étant constamment remplacée par celle qui la suit. C'est un régime d'énergie *active*.

Si on court-circuite la ligne ou si on la laisse ouverte, elle est le siège d'un régime d'ondes stationnaires total ou d'un régime d'énergie *réactive ;* toute l'énergie envoyée dans la ligne rétrograde entièrement.

Et puis il y a toutes les combinaisons intermédiaires pour lesquelles la ligne est fermée sur une impédance comprise entre 0 et 600 Ω ou entre 600 Ω et l'infini. On a alors affaire à un régime mixte, *en partie actif et en partie réactif*, ce qui signifie que la puissance apparente fournie par l'émetteur n'est pas entièrement rayonnée et qu'une plus ou moins grande fraction de cette énergie fait demi-tour.

Avec une antenne « Zeppelin », on attaque toujours l'antenne à l'extrémité, donc à un ventre de tension, et l'impédance varie entre 1 000 Ω et 5 000 Ω suivant l'installation, ce qui donne, pour une ligne 600 Ω, un R.O.S. variant entre 2 et 8. Que la ligne soit *accordée* ou non, cela ne change rien à la valeur du R.O.S. Par contre, son rôle intervient dans le comportement de l'onde de retour. En effet, si le feeder est terminé de telle sorte qu'une nouvelle réflexion n'ait pas lieu pour les ondes de retour, il n'existera qu'un seul régime d'ondes stationnaires superposé à un régime d'ondes progressives transportant l'énergie active rayonnée par l'antenne. De même qu'on n'a jamais résolu le transport des voyageurs et des marchandises par wagons immobiles, on ne voit pas bien comment des ondes *stationnaires* pourraient transporter de l'énergie.

Un feeder dont le rôle est de conduire l'énergie de l'émetteur à l'antenne (ou de l'antenne au récepteur) ne peut fonctionner en régime d'ondes stationnaires. S'il en existe dans le feeder, elles ne peuvent en aucun cas être tenues pour responsables du transport de l'énergie à l'antenne. C'est le régime d'ondes progressives qui se charge du transport.

On peut encore dire qu'une énergie trop importante pour les possibilités de l'antenne est acheminée vers celle-ci et qu'une partie ne trouvant pas à être utilisée revient à son point de départ. Ce trafic aller et retour, au bilan nul, n'en fait pas moins circuler dans la ligne un courant inutile qui en augmente les pertes.

Le régime d'ondes progressives est le régime rationnel dans lequel le feeder ne transporte que ce qui peut être absorbé par l'antenne.

Or, le seul moyen de distinguer les deux régimes et d'en évaluer les niveaux relatifs est l'appréciation du taux d'ondes stationnaires (R.O.S.), quotient des impédances du feeder et de l'antenne au point d'attache du feeder.

L'antenne « Lévy », dit-on, est une ligne ouverte dont on a écarté les extrémités pour constituer la partie rayonnante. C'est une façon de voir défendable, mais le fait d'écarter les deux fils de lignes fait que ceux-ci rayonnent, qu'ils consomment une énergie active matérialisée par une impédance ni nulle ni infinie au point d'écartement. Avant l'écartement, l'impédance terminale était infinie, le courant nul, la ligne ouverte était le siège d'un régime d'ondes stationnaires total. Après l'écartement, l'impédance entre les extrémités tombe à quelques milliers d'ohms, c'est donc qu'il y a quelque chose de changé et si la répartition des maxima de tension et de courant sur l'ensemble feeder-antenne n'a pas été modifiée, la valeur des maxima et minima, par contre, a bel et bien changé.

Passons à la comparaison avec les fils de Lecher qui servent à la mesure des longueurs d'onde. Si on déplace un conducteur faisant court-circuit entre les deux fils de ligne, on a un régime d'ondes stationnaires 100 % (ligne fermée). Si dans le conducteur, assurant le court-circuit, on introduit une ampoule destinée à

repérer les ventres d'intensité, la ligne n'est plus en court-circuit mais fermée sur l'impédance de l'ampoule ; une énergie active circule alors dans les fils et c'est elle qui porte le filament de celle-ci à l'incandescence.

Il n'y a donc pas lieu de donner au terme « *feeder accordé* » plus d'importance qu'il n'en mérite. Disons que l'accord des feeders conditionne la localisation des nœuds et ventres et, pour l'antenne « Zeppelin » assure les conditions les meilleures pour le non-rayonnement du feeder ; que dans l'antenne « Lévy » elle évite que les ondes réfléchies, cause des ondes stationnaires, ne subissent une nouvelle réflexion, à la jonction feeder-émetteur, réflexion qui créerait un nouveau système d'ondes stationnaires.

Donc, les antennes « Lévy » ou « Zeppelin » ne sont autres que des parties rayonnantes alimentées par un feeder, accordé sans doute, mais ayant son impédance propre dont dépend le taux d'ondes stationnaires. Comme ce taux varie dans l'antenne « Lévy » avec l'harmonique utilisée puisque en admettant, ce qui n'est pas indispensable mais préférable pour éviter une impédance réactive au point d'attache du feeder, que la partie rayonnante soit un multiple de demi-onde, l'antenne est attaquée tantôt à un ventre de tension, tantôt à un ventre d'intensité. Le R.O.S. varie donc, pour un feeder de $Z_c = 600\ \Omega$, de 3 à 8 pour l'attaque en tension et de 6 à 8 pour l'attaque en intensité.

Le fonctionnement du feeder n'est donc pas le même dans tous les cas, puisque le R.O.S. varie. Mais, pratiquement, pour les fréquences de 3,5 à 28 Mc utilisées par les amateurs, les pertes d'une ligne 600 Ω sont faibles et le fait de les multiplier par un facteur, fonction du R.O.S., les rend malgré tout à peu près négligeables, ce qui fait que, pratiquement, l'antenne peut donner des résultats comparables sur les différentes fréquences. Mais ce n'est pas une raison pour nier l'évidence et pour attribuer à l'*accord* des feeders le fait que n fois $0 = 0$.

On pourrait choisir un feeder diminuant le R.O.S. pour l'attaque en intensité en prenant, par exemple, un ruban 300 Ω, mais les pertes dans ces feeders sont beaucoup plus grandes que dans les feeders ouverts 600 Ω et on ne pourrait que perdre énormément à ce changement.

La longueur du feeder est en général donnée par la distance disponible entre l'antenne et le local où se situe l'émetteur. Il n'est pas toujours possible de donner au feeder une longueur égale à un multiple de $\lambda/2$ pour un feeder de « Zeppelin », attaqué en tension, ou à un multiple impair de $\lambda/4$ si on attaque le feeder en intensité. Il n'est d'ailleurs pas souhaitable qu'il en soit ainsi, car si le feeder entre en résonance à la fréquence du rayonnement émis par l'antenne, il absorbera de l'énergie qu'il rerayonnera en partie. (C'est pour une raison analogue qu'on coupe les haubans, maintenant un mât d'antenne, par des isolateurs.) Si le feeder a une longueur comprise entre 13 m et 14 m pour une antenne « Zeppelin », l'absorption du feeder sera réduite au minimum sur les différentes bandes d'amateur. L'accord du feeder sera rétabli par un système de capacités et d'inductances fournissant soit un accord série, soit un accord parallèle ; le tableau

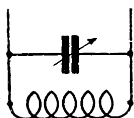


FIG. III-52 *Accord en parallèle.*

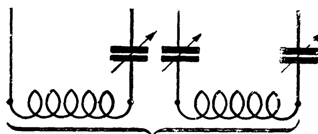


FIG. III-53. — *Accord en série.*

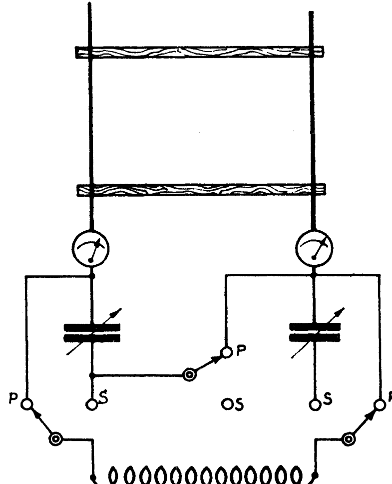


Fig. III-54. — *Accord mixte commutation série-parallèle.*

et les figures donnent les ordres de grandeur des longueurs du brin rayonnant et du feeder à adopter, ainsi que le système d'accord à utiliser suivant la bande de travail (fig. III-52 à 57).

Le problème de l'antenne multibande est certainement le plus difficile à résoudre car il faut tenir compte de nombreux facteurs aboutissant à des impératifs contradictoires : espace disponible, diagramme de rayonnement, longueur

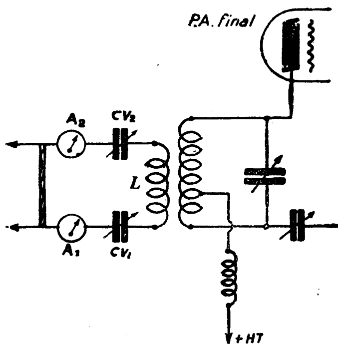


Fig. III-55 *a.* — *Couplage direct d'une ligne à ondes stationnaires à un étage final unique. Les condensateurs variables ont chacun une capacité de* **250** *cm. Les thermiques ont une déviation maximale pour* **1,5** *à* **2** *A.*

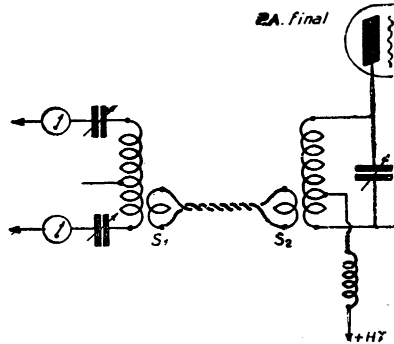


Fig. III-55 b. — *Couplage direct d'une ligne à ondes stationnaires.* S_1 *et* S_2 *comportent chacune* **2** *ou* **3** *spires, couplées du côté froid, c'est-à-dire au milieu de la self d'antenne pour* S_1 *et du côté haute tension pour* S_2*. Le fil torsadé peut avoir une longueur quelconque.*

du feeder, disposition du feeder par rapport à l'antenne, dégagement de l'antenne par rapport aux obstacles, etc.

Le réglage correct de l'antenne se fera d'abord par la longueur correcte de la partie rayonnante qui assurera un courant égal dans deux points en regard sur le feeder.

L'accord de ceux-ci pourra se faire en mesurant le R.O.S. dans la ligne de couplage à ondes progressives joignant le circuit d'accord d'antenne au circuit accordé de l'étage final de l'émetteur afin de réduire au minimum la valeur de ce R.O.S. Le circuit accordé sera semblable à celui utilisé dans l'étage final. On

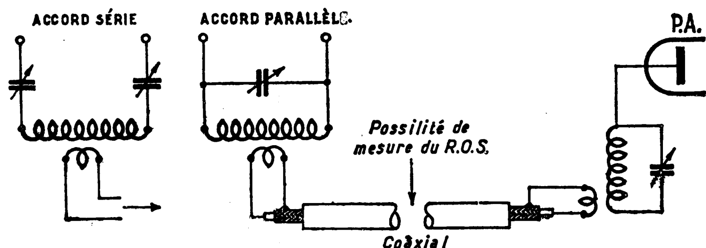


Fig. III-56

pourra varier la capacité d'accord, au moyen de cavaliers, permettant de mettre les deux capacités en parallèle (capacité maximum) ou en série (capacité minimum). Il sera bon de prévoir, sur la bobine d'accord, des prises permettant d'en varier l'inductance suivant la bande utilisée.

L'antenne « Lévy » est avec l'antenne alimentée en tension la meilleure antenne multibande car dans l'antenne « Lévy », du fait de sa symétrie, la longueur

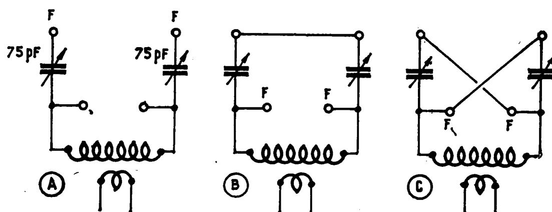


Fig. III-57

de la partie rayonnante est de peu d'importance ; et, dans l'antenne alimentée en tension, cette partie rayonnante est à la disposition constante de l'opérateur.

Avec l'antenne « Zeppelin», la longueur de la partie rayonnante joue un rôle capital pour le fonctionnement correct du feeder et la plage d'accord est très réduite. D'autre part, elle est beaucoup plus perturbée par le rayonnement de l'antenne sur le feeder et par les obstacles voisins du feeder qui agissent différemment sur les deux fils. Il peut être intéressant de faire subir à celui-ci une rotation pour que la disposition relative du feeder par rapport aux obstacles soit à peu près semblable pour les deux conducteurs.

Tableau récapitulatif concernant les antennes Zeppelin et Lévy

	Longueur approximative de l'antenne en m	Longueur conseillée pour le feeder en m	Bande de travail en MHz	Système d'accord à utiliser
ZEPPELIN	41,40	13,70	3,5 - 7 14 - 21	Série
			28	Parallèle
	20,40	13,70	7 - 14 21	Série
			28	Parallèle
LEVY	41,40	12,80	3,5 - 21	Parallèle
			28	Série
	41,40	23,60	3,5 - 28	Parallèle
	20,40	13	3,5	Série
			7 - 28	Parallèle
	20,40	20	3,5 - 14 - 28	Parallèle
			7 - 21	Série

Antennes dont les feeders accordés sont alimentés par un feeder à ondes progressives

On a vu que, tout le long du brin rayonnant d'une antenne, l'impédance varie.

Pour une demi-onde, elle a pour valeur 73 ohms au centre, et on peut l'attaquer avec un feeder de cette impédance.

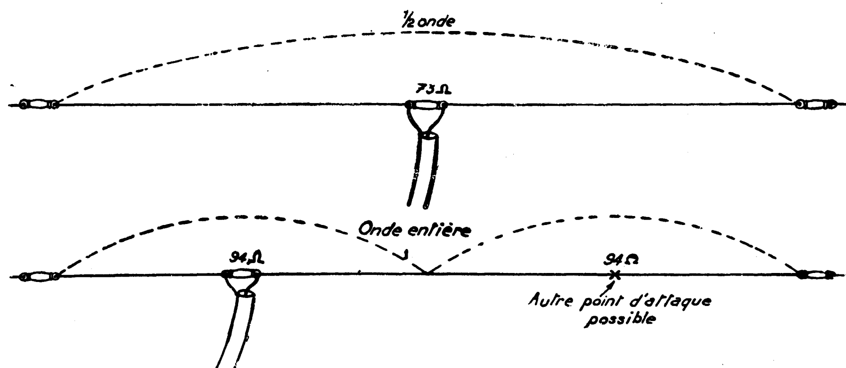


FIG. III-58. — *En haut, attaque d'une antenne demi-onde par un câble coaxial de* ***73 ohms. En bas, attaque de la même antenne vibrant sur harmonique 2 ; le câble*** *coaxial est du type 94 ohms.*

Si l'on veut attaquer par une ligne de 300 ou 600 ohms, il faut un delta ou un système d'adaptation en T.

On utilise alors un feeder fonctionnant en ondes progressives, et qui peut être de longueur quelconque.

Quand on utilise l'antenne précédente sur l'harmonique 2, les ventres d'intensité et de tension sont décalés, et le feeder n'est plus à une place correcte. Il faudrait pouvoir le déplacer sur le brin rayonnant quand on change d'harmonique de façon à fonctionner toujours en ondes progressives (figure III-58).

Dans la pratique, le brin rayonnant est hors de portée, et l'obligation de descendre toute l'antenne rendrait fastidieux le changement de bande ; sans compter qu'avec un coaxial, il y aurait, en plus du déplacement du feeder, à court-circuiter ou décourt-circuiter les isolateurs centraux.

Si l'on attaque l'antenne par un feeder à deux fils parallèles à faibles pertes pratiquement non rayonnant, comme dans la Zeppelin ou la Lévy, on peut s'arranger pour avoir une partie de ce feeder à sa portée et comme on retrouve dessus des ventres d'intensité et de tension, on peut brancher aux endroits convenables un deuxième feeder qui amène l'énergie de l'émetteur par ondes progressives.

Les deux systèmes (Lévy et Zeppelin) sont utilisables, et l'emplacement des prises dépend du feeder choisi, qui est le plus souvent un feeder coaxial de 75 ohms ou un feeder à fils parallèles de 300 ohms.

Exemple. — Prenons un brin rayonnant de 120 m de long et replions les 80 m du centre, ce qui donne un feeder de 40 m (fig. III-59).

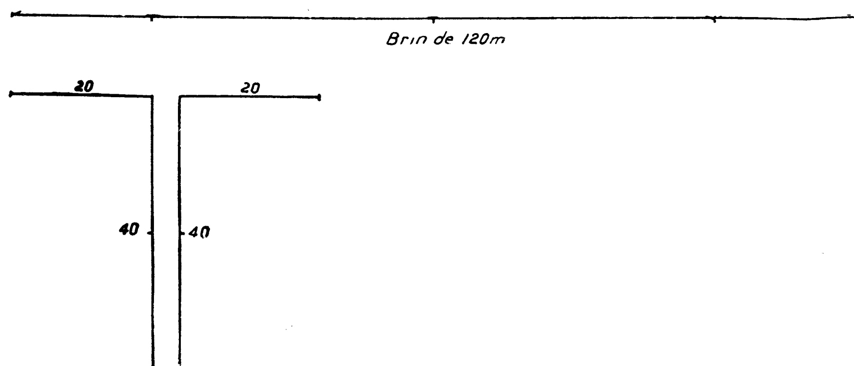


FIG. III-59. — *Ci-contre, antenne demi-onde pour la bande 80 m. En haut, la même antenne et son feeder dépliés.*

Pour une onde de 80 m, la répartition des intensités et celle de la figure III-60.

Comme le feeder a une demi-onde de long, il reproduit en bas l'impédance du haut. On a donc en bas une impédance de 73 ohms, et l'on peut remplacer le court-circuit par un coaxial de 73 ohms (fig. III-61).

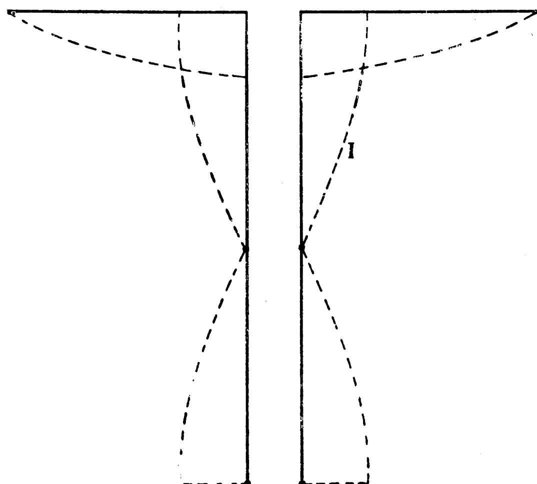


FIG. III-60. — *Répartition des intensités dans le feeder et l'antenne demi-onde* 80 *m.*

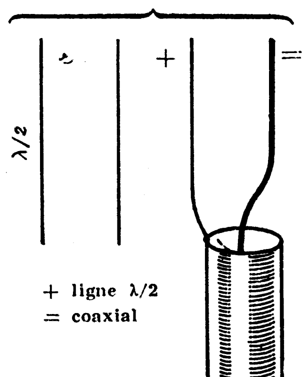


FIG. III-61. — *Si le feeder a une longueur égale à une demi-onde, on peut l'attaquer avec un coaxial dont l'impédance est égale à l'impédance au centre de l'antenne.*

Sur l'harmonique 2, la répartition des ventres d'intensité est celle de la figure III-62. On trouve deux points d'impédance convenable à 10 et 30 m du bas du feeder

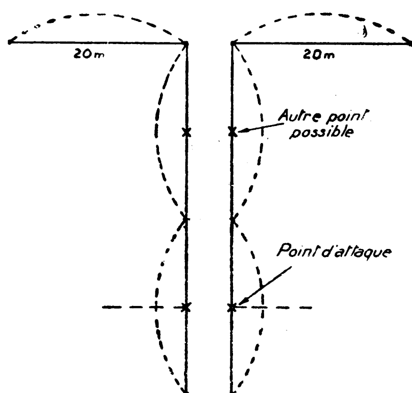


FIG. III-62. — *Fonctionnement sur onde de* 40 *m. Le câble coaxial de* 73 *ohms se branche aux environs de* 10 *ou* 30 *m du bas du feeder.*

Sur l'harmonique 4, on trouve encore quatre points possibles (fig III-63).
Sur l'harmonique 8, on aurait huit points possibles à 2,50 m, 7,50 m, 12,50 m, 17,50 m, 22,50 m, 27,50 m, 32,50 m et 37,50 m.

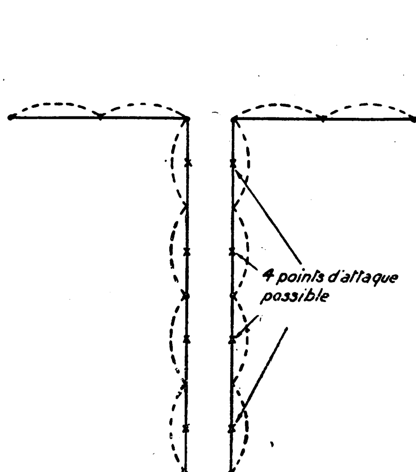


FIG. III-63. — *Fonctionnement sur harmonique 4 (bande 20 m). Il y a* ***quatre points d'attaque possibles*** *par un coaxial de 73 ohms.*

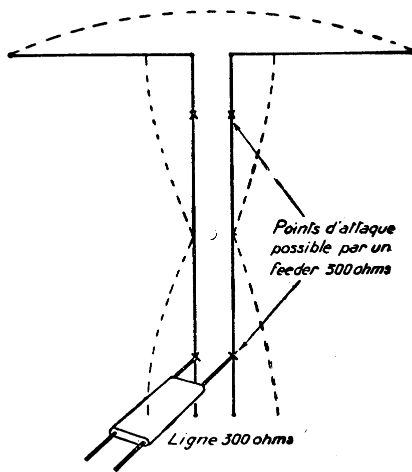


FIG. III-64. — *Fonctionnement sur fondamentale dans la bande 80 m. Il y a* ***deux points d'attaque possibles*** *par une ligne de 300 ohms.*

En choisissant les points les plus groupés au bas du feeder, on aurait :
Bande 80 m : prise à l'extrémité.
Bande 40 m : prise à 10 m de l'extrémité.
Bande 20 m : prise à 5 m de l'extrémité.
Bande 10 m : prise à 2,50 m de l'extrémité.

La prise à 73 ohms est la moins favorable, car le choix des points est réduit de moitié par rapport aux points d'impédance plus élevée.

En effet, 73 ohms est l'impédance minimum au ventre d'intensité ; mais, de part et d'autre, l'impédance augmente, et l'on peut trouver de chaque côté une impédance de 300 ohms, par exemple, ce qui donne deux points par demi-onde au lieu d'un (fig. III-64 à III-66).

On détermine la position des prises expérimentalement, le calcul donnant une position approximative. Pour cela, on contrôle les ondes stationnaires dans le feeder par les moyens habituels.

Au lieu de constituer une antenne genre Lévy, nous aurions pu faire une Zeppelin. C'est le système le plus intéressant, car on peut se contenter d'un feeder de 20 m au lieu de 40 m, pour le fonctionnement sur 80 m.

Les figures III-62 à III-66 montrent la position des prises suivant l'harmonique et l'impédance du feeder utilisé.

Bande 80 m : coaxial à l'extrémité.
Bande 40 m : coaxial à 10 m. de l'extrémité.
Bande 20 m : coaxial à 5 m. de l'extrémité.
Bande 10 m : coaxial à 2,5 m de l'extrémité.

Toutes ces données sont théoriques. En fait, il faut calculer le brin rayonnant par les méthodes habituelles et relever expérimentalement la position des points d'attache du feeder, mais la prédétermination par le calcul donne déjà une très bonne approximation.

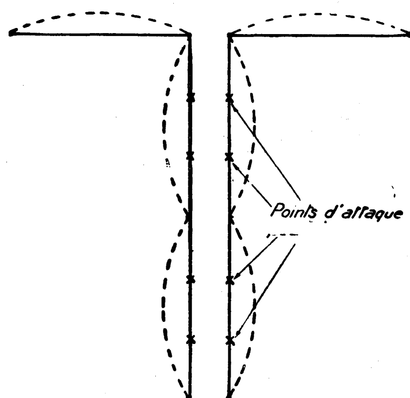


FIG. III-65. — *Fonctionnement sur harmonique 2 dans la bande 40 m. Attaque par ligne de 300 ohms.*

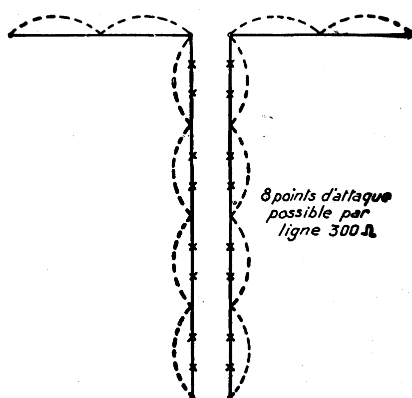


FIG. III-66. — *Fonctionnement sur harmonique 4 dans la bande 20 m.*

Pour l'utilisation commode de cette antenne, il faut qu'une certaine longueur de feeder soit accessible, au moins un huitième d'onde pour la fréquence la plus basse à transmettre, soit 10 m de feeder pour les bandes 80 et au-dessous, 5 m pour les bandes 40 et au-dessous, etc...

On peut, par exemple, disposer horizontalement la partie du feeder où seront faites les prises et les repérer d'avance en soudant, à l'emplacement de chacune, une petite lame de fer blanc ou de cuivre étamé. On s'assurera, quand on fera la connexion du feeder par boulons ou par pinces, que les contacts sont bons, surtout si l'on travaille à un ventre d'intensité (cas général).

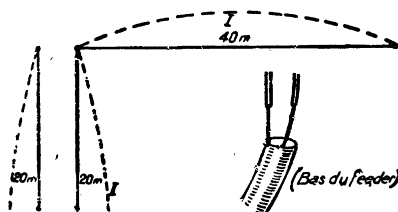


FIG. III-67. — *Attaque sur la bande 80 m et détail du bas du feeder avec coaxial de 73 ohms.*

Si le feeder de 40 m, pour la Lévy, ou 20 m, pour la Zeppelin, ne suffit pas, il faut le rallonger d'une demi-onde, de façon à retrouver les mêmes valeurs d'impédances.

Cela amène à prolonger le feeder de 40 m pour la bande 80 m, et de 20 m si l'on ne monte pas plus haut que 40 m.

Pour toutes bandes à partir de 80 m, il faut, pour la Lévy, 40, 80 ou 120 m de feeder ; pour la Zeppelin. 20, 60 ou 100 m.

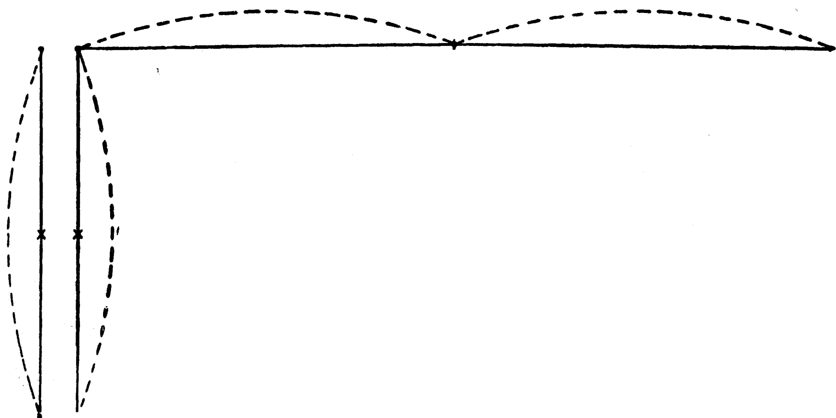


Fig. III-68. — *Fonctionnement en harmonique 2 sur la bande 40 m. Attaque par coaxial de 73 ohms.*

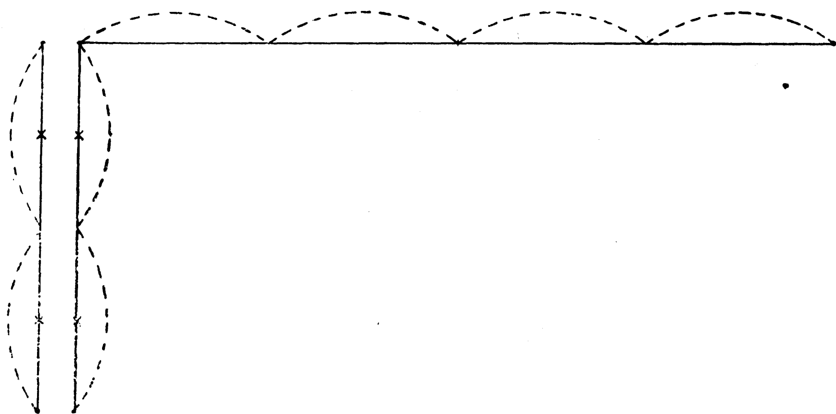


Fig. III-69. — *Fonctionnement en harmonique 4 sur la bande 20 m.*

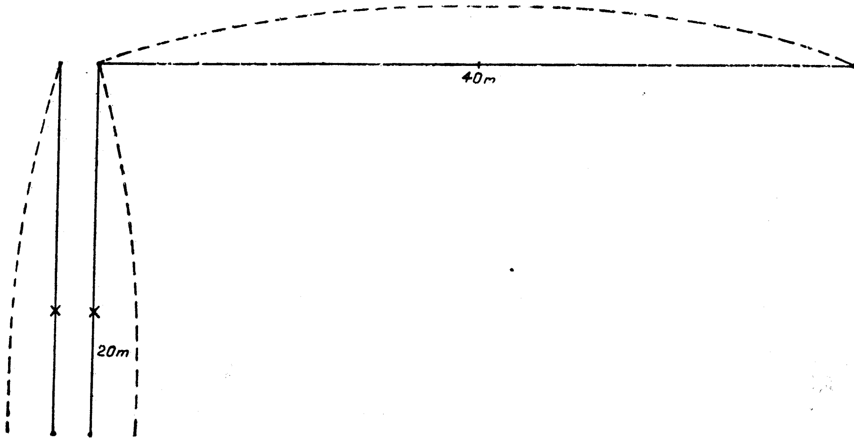


FIG. III-70. — *Fonctionnement sur la bande 80 m et emplacement de la prise pour ligne de 300 ohms.*

Si l'on se contente des bandes 40, 20 et 10, on peut prendre les longueurs de feeder suivantes :

Lévy : 20, 40, 60 et 80 m.

Zeppelin : 10, 30. 50 et 70 m.

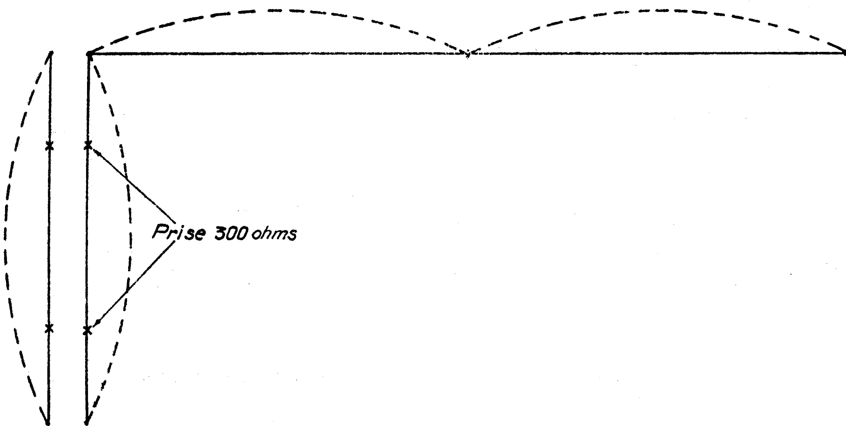


FIG. III-71. — *Sur la bande 10 m, il y a deux emplacements possibles pour la prise de la ligne de 300 ohms.*

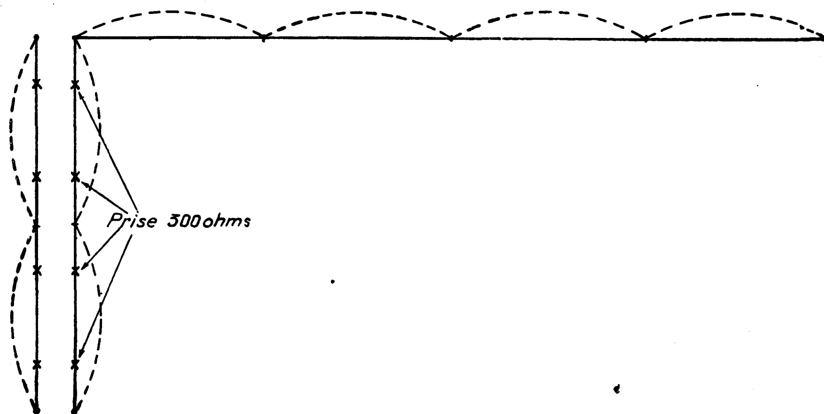


FIG. III-72. — *Sur la bande 20 m, il y a quatre emplacements possibles pour la prise de la ligne de 300 ohms.*

Il ne faut voir, dans ces types d'antennes, qu'un nouveau mode d'alimentation. Le même brin rayonnant, correctement alimenté par tout autre système, donnerait les mêmes résultats.

C'est pourtant une solution très élégante du problème si délicat de l'antenne multibande. La réalisation pratique est indiquée sur la figure III-73.

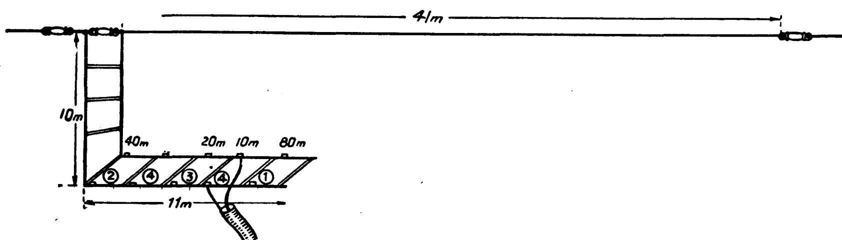


FIG. III-73. — *Attaque par coaxial de 70 à 100 ohms. Les deux parties du câble (fil intérieur et armature extérieure) se fixent aux points qui se font vis-à-vis sur la ligne à fils parallèles. Il y a sur chaque fil deux points d'attaque possibles pour la bande 10 m et un point pour les bandes 80, 40 et 20 m. Distances approximatives des prises au coude de gauche : prise 80 m (1) à 10,50 m ; prise 40 m (2) à 0,25 m ; prise 20 m (3) à 5,60 m ; première prise 10 m (4) à 7,90 m ; seconde prise 10 m (4) à 2,80 m.*

Pour le fonctionnement sur 21 MHz, on adoptera des longueurs d'antenne données dans le tableau qui précède.

N.-B. — Les défauts signalés à propos de l'antenne Zeppelin subsistent, quel que soit le mode d'attaque du feeder.

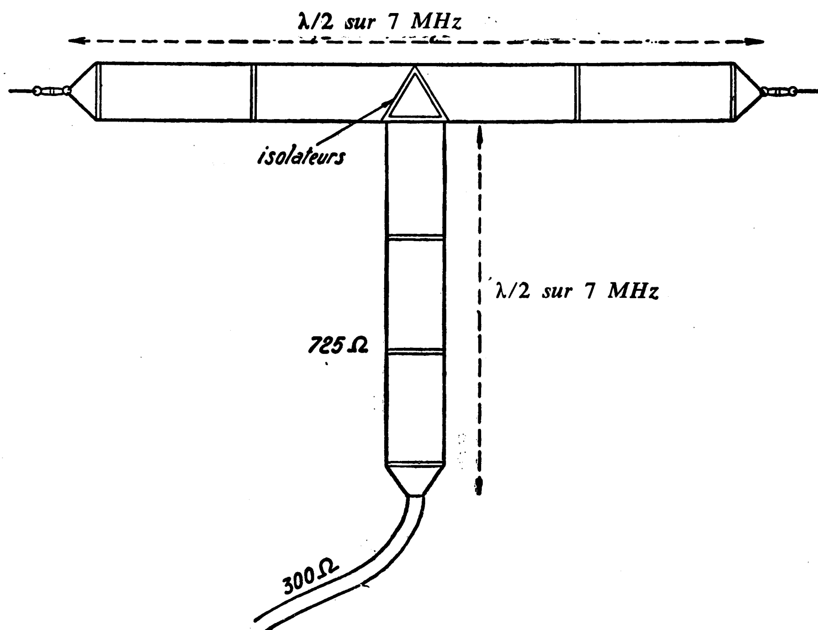


FIG. III-74. — *Antenne pliée pouvant fonctionner sur 3, 5 et 7 MHz.*

Quelques antennes originales

La figure III-74 représente une antenne folded, réglée pour la bande 7 MHz et pouvant fonctionner sur 3,5 MHz.

Au milieu d'une antenne « folded » l'impédance est de 300 Ω. Si on intercale entre ce point et le feeder une demi-onde d'impédance caractéristique quelconque l'impédance au bas de la demi-onde sera exactement la même qu'en haut puisque la demi-onde répète à son extrémité son impédance d'entrée.

Sur 3,5 MHz la partie horizontale de l'antenne est seulement un quart d'onde onde placée au centre devient pour cette fréquence 3 500 Ω environ. La demi-onde placée au centre devient un quart d'onde sur 3,5 MHz et transforme l'impédance de 3 500 Ω en une impédance égale à $\frac{Z_c^2}{3\,500}$; Zc étant l'impédance caractéristique de la demi-onde. Si on veut que cette impédance soit 300 Ω il faudra que Zc soit égale à $\sqrt{3\,500 \times 300} = 1\,000$ Ω environ.

Cette ligne est difficilement réalisable. Il faudrait deux fils de 1 mm de diamètre espacés d'un mètre.

Aussi, moyennant un R O S de 2 on pourra se contenter de

$$Zc = \sqrt{3\,500 \times 150} = 725\ \Omega$$

deux fils de 1 mm espacés de 20 cm.

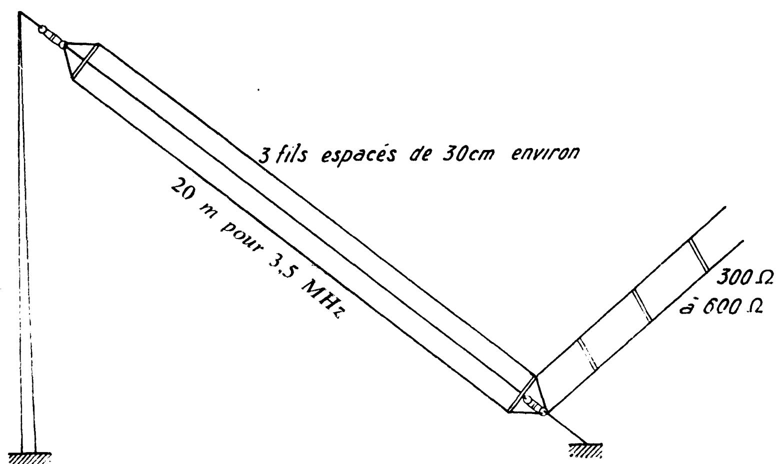


Fig. III-75. — *Quart d'onde plié avec base à la terre.*

L'antenne figure III-75 est un quart d'onde à plusieurs fils incliné vers le sol. **L'alimentation se fait à la base par une ligne de 300 à 600 Ω.**

UNE ANTENNE 7 MHz A GAIN ELEVE

Cette antenne, ainsi qu'on va le voir, est constituée par un dipôle tendu à faible hauteur, associé à un réseau de réflecteurs à 0,05 λ en-dessous et au niveau du sol. Le figure III-76 montre le déploiement de l'aérien, constitué par une longueur de 19,75 m de ruban 300 Ω twin-lead, dont les deux conducteurs sont courts-circuités aux extrémités et dont l'alimentation s'effectue au centre de l'un des brins par un câble coaxial de 75 ou de 50 Ω, avec une

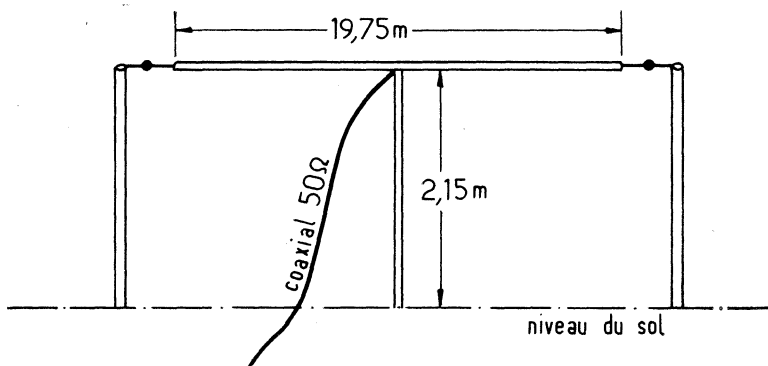


Fig. III-76.

adaptation très satisfaisante. Le gain-avant est d'environ 7 dB, mais cet avantage se double d'une atténuation de 15 dB des signaux brouilleurs particulièrement virulents sur cette bande, et parvenant sous un angle très bas sur l'horizon. Compte tenu des conditions de propagation qui existent chaque jour, selon l'heure du jour ou de la nuit, les meilleurs résultats sont observés, de jour, pour des liaisons allant jusqu'à 400 km et de nuit jusqu'à 1 500 à 2 000 km. Deux stations équipées d'une telle antenne, dont on remarquera que l'angle de rayonnement sur l'horizon est, par définition, élevé, observeront, sur une liaison, un gain de 14 dB et une atténuation des brouillages de 15 dB, soit une amélioration du rapport signal-bruit de 29 dB par rapport à la même liaison réalisée à partir de dépôles conventionnels. Dans la pratique, l'aérien, isolé aux deux extrémités, est tendu horizontalement à 2,15 m seulement au-dessus du sol. Il est supporté en son centre, pour éviter tout fléchissement, par un petit mât de bois ou par un tube de PVC de 2,15 m de long, de manière à lui conserver une parfaite horizontabilité. A l'aplomb du dépôle et parallèle à lui, on disposera un premier réflecteur de 22,10 m, tendu sur le sol. Puis, parallèlement à celui-ci, et de part et d'autre, comme le montre la figure III-77, on tendra deux réflecteurs supplémentaires à 1,80 m du premier, tendus convenablement par des fiches métalliques ou isolantes. On a donc, en fait, une antenne directive à faible espacement dont le faisceau formant un angle d'environ 120° est dirigé vers le ciel, ce qui explique à la fois

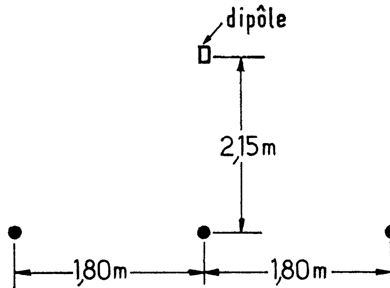


FIG. III-77.

ses qualités exceptionnelles en regard du QRM et... ses limites. Mais elle est, de ce fait, particulièrement sélective en ce qui concerne les signaux parvenant avec un faible angle sur l'horizon.

La justification du plan réflecteur s'impose pour trois raisons essentielles : adaptation, efficacité, reproductibilité des résultats, quelle que soit la qualité du sol.

Une antenne de ce type, alimentée à travers 35 m de câble et après vérification de la résonance correcte du dipôle seul — aisée, en raison de la faible hauteur — a fait ressortir les TOS suivants :

6 950 kHz = 1,9/1
7 000 kHz = 1,3/1
7 050 kHz = 1,50/1
7 100 kHz = 1,5/1
7 150 kHz = 2/1

qui ont été jugés tout à fait acceptables (antenne centrée sur 7,05 MHz). Voilà un beau sujet d'observations pour ceux qui disposent d'un peu de temps et de beaucoup d'espace !

Antenne multibande « G5RV »

Cette antenne offre l'avantage de pouvoir fonctionner, dans de bonnes conditions, sur toutes les bandes décamétriques utilisées par les amateurs : 3,5, 7, 14, 21 et 28 MHz.

Il en existe deux versions.

Première version. — C'est la plus courante. Elle est représentée à la figure III-78 *a*. Elle est constituée pour un dipôle 2 × 15,54 m attaqué en son centre par un stub à haute impédance de 10,36 m, lui-même attaqué à sa base par une ligne à basse impédance 72 ohms, de longueur quelconque.

Le feeder haute impédance peut être réalisé avec deux fils isolés à l'aide de barrettes en stéatite, ou avec du twin 300 ohms.

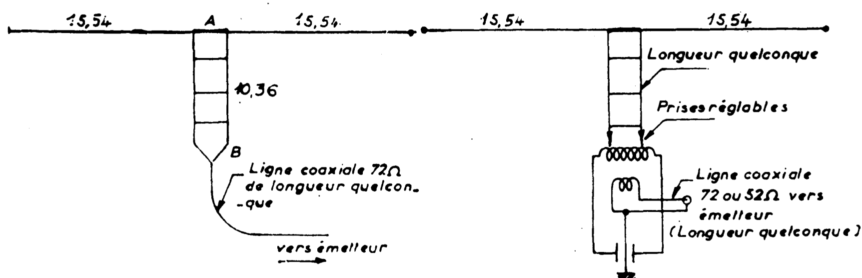


FIG. III-78 *a*. — FIG. III-78 *b*. — *Deux systèmes d'alimentation possibles.*

Deuxième version. — Le système stub-feeders à basse impédance est remplacé par une seule ligne à haute impédance et un coupleur d'antenne. La ligne à haute impédance est de longueur quelconque puisque le coupleur est du type à accord parallèle avec prises réglables des feeders. Mais on utilisera de préférence un multiple pair ou impair de λ/4 à 14 MHz. Le schéma est donné à la figure III-78 *b*.

Hauteur. — Autant que possible, une demi-onde ou une onde entière au-dessus du sol pour la bande de travail la plus utilisée.

Fonctionnement (fig. III-79)

3,5 MHz : Le centre électrique est stitué sur le stub à environ 5,18 m du centre. L'extrémité des 5,18 m restants présente une réactance pour 72 Ω, mais il n'y a, malgré tout, aucune difficulté pour charger.

7 MHz : Deux demi-ondes en phase avec une portion repliée au centre. La charge est également normale dans ce cas.

14 MHz : C'est la gamme pour laquelle l'aérien travaille dans les meilleures conditions. L'impédance au centre est de 100 Ω environ et l'adaptation est satisfaisante.

21 MHz : Système d'ondes entières légèrement allongées ou encore approximativement deux ondes entières en phase.

28 MHz - Système de deux fois trois demi-ondes alimentées en phase.

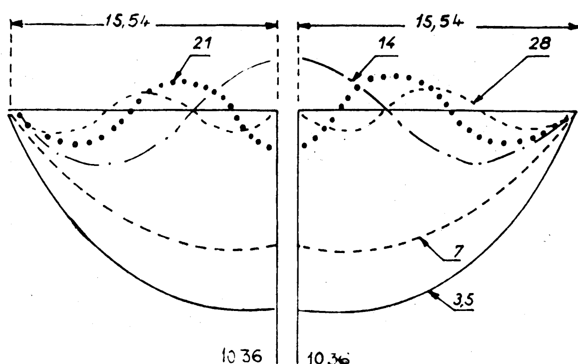


FIG. III-79. — *L'Antenne G5RV en fonctionnement multibandes.*

Antennes quart d'onde

Ces antennes seront précieuses, là où l'espace manquera pour installer une antenne demi-onde. Cette antenne placée verticalement près du sol, se voit par réflexion sur le sol supposé très conducteur, l'égale d'une demi-onde. Les figures III-80 donnent les systèmes possibles d'alimentation de l'antenne quart d'onde. L'antenne Ground-plane n'est qu'une antenne quart d'onde au-dessus d'un sol artificiel.

Un contrepoids, réalisé par des conducteurs enterrés, augmente la conductibilité d'un mauvais sol.

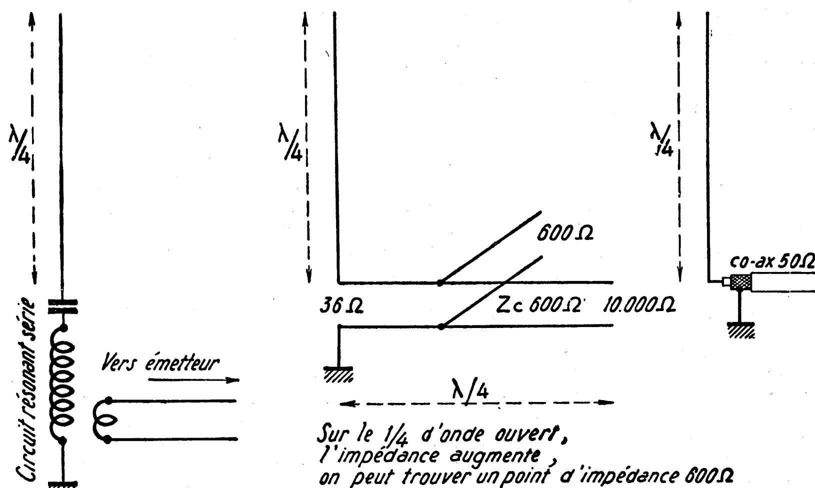


FIG. III-81. — *Systèmes permettant d'alimenter une antenne 1/4 d'onde.*

Cette antenne a une résistance de rayonnement égale à la moitié de celle d'une demi-onde soit comprise entre 30 et 36 Ω suivant la grosseur des conducteurs dont elle est faite. On pourra l'alimenter par couplage à un circuit résonnant série, ou avec des transformateurs quart d'onde.

Les systèmes d'adaptation d'impédances cités par ailleurs sont applicables.

Du co-axial 50 Ω alimenterait l'antenne avec un R O S négligeable.

REALISATION PRATIQUE D'UNE ANTENNE GROUND-PLANE, MONOBANDE (14 ou 21 MHz)

Nous avons réalisé, à titre de confirmation, car la technique en est connue, une antenne verticale monobande, successivement pour la bande 21 MHz, puis pour la bande 14 MHz qui sont, aux dimensions près identiques.

L'antenne comporte trois éléments :

— 1 fouet quart d'onde (3,50 m ou 5,20 m) ;

— mât de 5 m de préférence en dural de 30 mm ;

— 4 radians (3,50 m ou 5,20 m) qui sont assemblés, comme le montre la figure III-82, sur une plaque de 250 × 150 × 12 mm de plastique dur appelé « Leucoflex » fixé solidement au sommet du mât par deux colliers convenablement bloqués. A la base de la plaque, et isolée du mât, une cornière d'aluminium est fixé par deux vis pour une de ses faces, cependant que l'autre comporte un trou de 4 mm à chaque extrémité et reçoit, à 5 cm d'une extrémité, un socle SO 239 sur lequel viendra aboutir le câble d'alimentation. Chaque trou est destiné à recevoir un boulon, avec écrou et rondelle Grower, fixant solidement en place une grosse cosse à souder de laquelle partiront deux radians préalablement taillés à la longueur voulue. Le fouet sera mis en place, du même côté et juste au-dessus du socle SO 239 qui lui est raccordé. Là encore, deux colliers en U sont utilisés pour le maintenir fermement en place. Après cela, le tout étant dressé, il conviendra d'isoler l'extrémité libre de chaque radian et de le tendre comme on ferait avec un hauban. Chaque isolateur (poulie ou œuf de faïence vernier) sera complété par une longueur de fil de fer convenable pour permettre de le fixer au sol en un point déterminé ; c'est-à-dire à 5 m du pied du mât. Une fois les piquets plantés à bonne distance et répartis régulièrement autour du centre, il ne reste plus qu'à tendre chaque radian-hauban pour stabiliser fermement l'aérien.

Les dimensions du fouet et des radians sont évidemment critiques et il convient de les calculer et de les ajuster avec soin. Nous sommes, pour ce faire partis de la formule, L = 71,5/F, dans laquelle L est la longueur du fouet quart-onde et F (MHz), la fréquence de travail ou, plus précisément, le centre de la bande de fréquences que l'on désire exploiter.

Ayant choisi 21,200 et 14,150 MHz nous trouvons pour le fouet 21 MHz, une longueur de : 71,5/21,2 = 3,37 m et pour celui de la bande 14 MHz : 71,5/14,15 = 5,06 m.

Nous aurions pu réaliser cette partie avec du tube industriel de cuivre ou d'aluminium, mais nous avons préféré utiliser des fouets télescopiques en provenance des surplus, dont la longueur est insuffisante (ceux que nous possédons ne mesurent, complètement déployés que 3,90 m), mais dont l'intérêt réside dans la mise au point très précise puisque la longueur de l'antenne peut être ajustée au millimètre près. Ces fouets présentent, par ailleurs, à la base, un diamètre de 18 mm, qui est très favorable à la bande passante que nous avons pu ainsi obtenir (ROS minima = 1,1/1 — en extrémité de bande = 1,4/1). Afin d'atteindre la longueur requise sur 14 MHz, nous avons ajouté une section supplé-

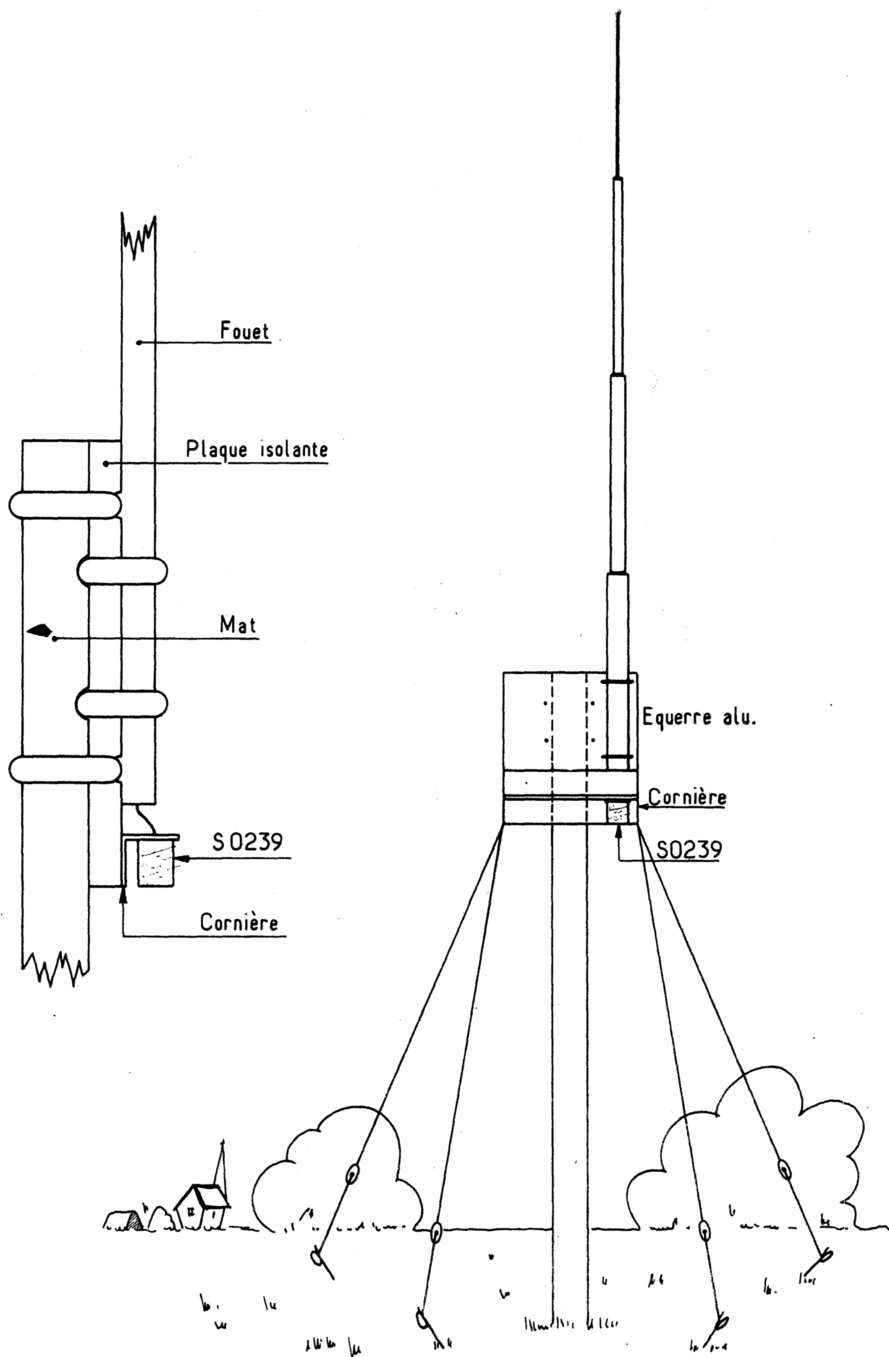

Fouet
Plaque isolante
Mat
S0239
Cornière
Equerre alu.
Cornière
S0239

Fig. III-82.

mentaire en tube d'aluminium de 18 mm de diamètre intérieur, fendu sur une largeur de 10 cm environ à une extrémité, ce qui permet d'assurer un serrage énergique, donc un contact franc, en utilisant un simple collier à eau. La longueur de cette partie rapportée est telle que le fouet ainsi constitué mesure quelque 10 à 15 cm en trop, avant réglage : la dernière section sera réglée en conséquence pour obtenir la longueur cherchée. Tout cela est donc extrêmement simple. Les radians seront ajustés à 1,025 fois la longueur du dipôle quart d'onde, soit respectivement 3,45 m et 5,18 m, fixés par deux à la cornière support, munis d'un isolateur terminal et enfin tendus pour jouer en même temps le rôle d'un hauban à partir d'un point au sol situé à 5 m du pied du mât. Ils formeront ainsi un angle d'environ 135° avec le fouet, ce qui permet de relever l'impédance à la base du fouet et d'adapter, sans désaccord notable, un câble de 50 Ω, voire de 75 Ω, ainsi que le montre l'image de l'impédance-mètre. Une antenne aussi simple ne demande pas de développement excessif.

L'antenne GPA5 (Fritzel)

C'est une version commerciale de l'antenne ground-plane précédente dont le fouet est coupé par des trappes judicieusement disposées et dimensionnées.

La GPA 5 est une antenne prévue pour fonctionner sur les cinq bandes amateurs ; elle utilise, branchés sur un coaxial unique, une partie verticale accordée sur 3,7, 14,2, 21,2 et 28,5 MHz, et un doublet horizontal raccourci accordé sur 7,05 MHz. Des radians sont prévus pour équilibrer la partie verticale.

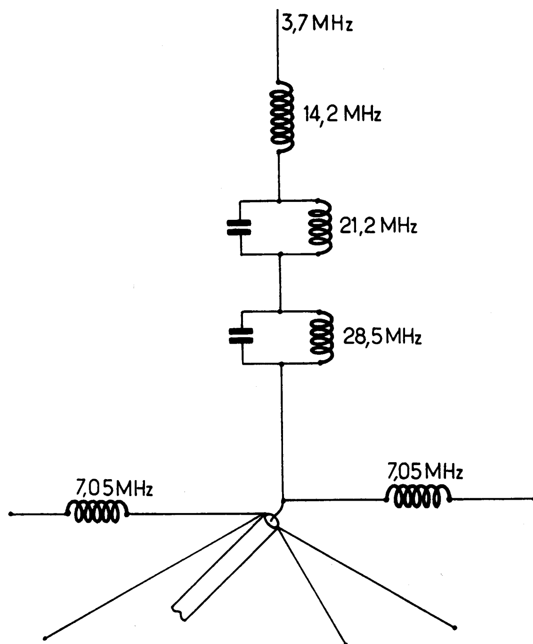


FIG. III-83

Pour la partie verticale (figure III-83) une première trappe accordée sur 28,5 MHz isole 2,5 m environ d'antenne sur 10 m ; on a donc sur cette bande une « ground plane » classique avec les caractéristiques de ce genre d'antenne : rayonnement omnidirectionnel et angle de départ faible favorisant le DX. Une deuxième trappe accordée sur 21,2 MHz permet le trafic sur 15 m, la trappe 28 MHz se comporte alors comme une self et l'on fonctionne en verticale légèrement raccourcie par une bobine comme pour les antennes mobiles, d'où un rendement légèrement inférieur à celui d'une « ground plane » non raccourcie. Une bobine d'arrêt permet le trafic sur 14 MHz, les deux trappes 21 et 28 MHz se comportent comme des bobines et on a encore une verticale raccourcie. Cette bobine est telle qu'avec le fouet qui la prolonge, l'ensemble résonne sur 3,7 MHz d'où une verticale fortement raccourcie (longueur totale 5,20 m) avec une grosse perte sur l'efficacité.

Sur 10, 15 et 20 m la différence entre cette antenne et une « ground plane » non raccourcie est pratiquement négligeable.

Sur 40 m on a un doublet raccourci et son rendement en souffre ; on perd en moyenne un point S-mètre par rapport à un doublet normal. Notons que rien n'interdit de mettre un doublet normal à sa place.

Sur 80 m on n'a que 5,20 m d'antenne et il ne faut pas s'attendre à des miracles, le rendement est faible et la perte par rapport à un doublet 2 $\times$ 20 m est d'au moins deux points S-mètre.

Cette antenne permet à n'importe quel citadin de trafiquer sur les cinq bandes décamétriques avec un seul coaxial et des ROS au centre de chaque bande, inférieurs ou égaux à 1,1/1 ; il est difficile de demander mieux.

L'antenne verticale Gotham V.80

Ceux qui disposent de peu d'espace dans le plan horizontal, ceux que le problème de la multiplicité des aériens rebute, ceux qui lisent les revues américaines ne peuvent pas, un jour ou l'autre, ne pas avoir été hantés par l'idée d'une antenne verticale, multibandes et néanmoins efficace.

Mécaniquement, elle se compose de deux tubes d'aluminium poli, coulissant l'un dans l'autre, de manière à en régler la longueur à 7 m exactement. Un collier sert alors à bloquer la jonction une fois pour toutes. Ce tube doit être dressé verticalement et fixé par colliers sur un support isolant solidement fiché en terre ou scellé dans un mur, un balcon, sur l'arête d'un toit ou même en haut d'une tour. L'adaptation avec un câble 52Ω (RG8U), si elle n'est pas rigoureuse, peut être considérée comme très convenable (le T.O.S. mesuré, ne dépasse pas 1,7/1). Une bobine est fournie avec l'ensemble, qui s'adapte à la base du brin et au ras du sol, en série avec le câble. Elle permet, par des prises à déterminer expérimentalement, d'allonger la longueur électrique du dipôle et d'obtenir une vibration en quart d'onde sur les bandes 3,5 et 7 MHz. La gaîne du coaxial est évidemment réunie à la terre par une excellente prise et fermement fixée à la masse de l'émetteur et du récepteur. On reconnaît là l'antenne Marconi et son fonctionnement est fort correct sans aucun radian, particulièrement lorsqu'elle est dressée au sol (fig. III-84).

Sur 3,5 et 7 MHz, en raison du mode de vibration de l'antenne ($\lambda/4$) le couplage à l'émetteur est facile, car on se trouve en fait en présence d'un doublet classique. Sur les autres bandes, particulièrement sur 21 MHz, où le brin représente une demi-onde, l'impédance au point d'attaque est très élevée et il faut inévitablement passer par un système coupleur approprié, ce qui n'empêche pas le T.O.S. le long du câble de ressortir à une valeur de 1,6 à 1,7/1. On peut l'améliorer de deux façons : soit en allongeant le système rayonnant par deux radians de

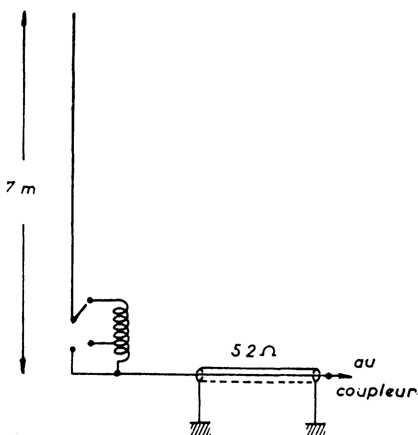


FIG. III-84. — *L'antenne Gotham V80.*

1,40 m à la base, sur 15 m, et un seul radian de 3 m sur 20 m, soit en connectant entre le pied de l'antenne et la prise de terre un condensateur, ajustable aux essais. Les deux procédés donnent des résultats identiques, mais la valeur de la capacité à la base demande à être ajustée à chaque changement de bande. Une solution pratique reste à trouver.

Il n'en demeure pas moins que cette antenne, vraiment omnidirectionnelle, est particulièrement intéressante pour le OM défavorisés qui disposent de peu de place et veulent néanmoins travailler sur toutes les bandes.

— Une version type V40 permet le travail sur 10, 15, 20 et 40 mètres.

Installation des antennes verticales

Les antennes verticales destinées aux bandes de fréquences des amateurs sont presque toutes du type Marconi, c'est-à-dire du type à résonance en quart d'onde. De telles antennes doivent fonctionner avec une bonne prise de terre, ou avec un bon système de contrepoids, pour constituer l'autre quart d'onde destiné à compléter l'antenne dipôle. Lorsque l'antenne correspond à un quart de longueur d'onde, l'impédance au point Z est d'environ 40 Ω. En connectant en ce point une ligne coaxiale de 52 ohms, la ligne est adaptée convenablement à l'antenne sur une partie considérable de bande de fréquence à laquelle l'antenne correspond au quart d'onde. On obtient ce résultat sans aucune bobine d'accord ni aucun autre organe de réglage.

Si l'on veut qu'une antenne de ce type fonctionne sur plusieurs bandes, il est possible d'ajuster sa longueur ainsi qu'il a été dit par ailleurs.

Le meilleur emplacement pour une antenne verticale se trouve sur le sol lui-même. C'est le cas pour des milliers de stations de radiodiffusion. L'installation est d'autant meilleure que l'antenne est plus proche du sol. Un sol situé en contrebas relativement aux environs constitue même le meilleur emplacement. Cette règle est tout à fait opposée aux idées habituelles des amateurs, suivant lesquelles l'antenne doit être installée dans l'air à une hauteur appréciable.

Le pied doit être exactement au sol, pour qu'on puisse connecter en ce point une ligne coaxiale de 52 ohms. Si l'antenne se trouve à plusieurs mètres au-dessus du sol, il faudra une longueur appréciable de fil pour aller à la prise de terre. Comme ce fil supplémentaire constitue une partie de l'antenne, nous n'avons plus une antenne en quart d'onde et l'aérien ne fonctionne pas comme prévu.

Il est parfaitement possible de faire l'installation sur un toit horizontal ou à faible pente. Mais dans ce cas la prise de terre nécessitera des conducteurs rayonnants plus nombreux et il faudra procéder à des expériences pour obtenir le meilleur fonctionnement possible.

L'antenne multibandes à trappes (3,5 - 28 MHz) W3DZZ

Cette antenne, aisément réalisable par l'amateur permet un fonctionnement très orthodoxe sur toutes les bandes, sans aucun accord. Elle s'alimente au centre par un câble bifilaire ou coaxial de 75 Ω et sa longueur physique ne demande qu'un espace libre de 35 m.

Elle comporte, comme le montre la figure III-85, essentiellement un fil de 33 m de long, judicieusement coupé par deux trappes — circuits oscillants à accord parallèle — convenablement accordés et disposés à égale distance du centre, dont le principe a été si astucieusement appliqué dans l'antenne Mosley, qui est analysée en détail par ailleurs.

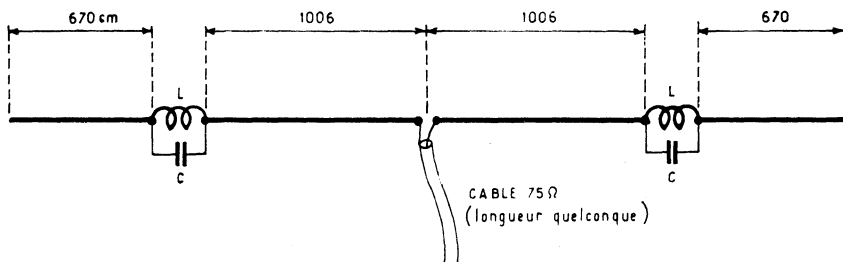


FIG. III-85. — *L'antenne W3DZZ.*

Le rôle des trappes est le suivant : sur 7 MHz, les sections terminales sont isolées du reste de l'antenne, du fait de leur impédance très élevée à cette fréquence, et la partie centrale se comporte comme un doublet. Sur 3,5 MHz, les trappes étant loin de leur résonance s'intègrent à la partie rectiligne tout entière qui se comporte alors encore une fois comme un dipôle vibrant en demi-onde. Par contre, sur 28, 21 et 14 MHz, l'ensemble se présente comme 7, 5 et 3 demi-ondes respectivement. C'est évidemment la conception, la réalisation et la disposition des trappes qui constituent le travail le plus important. On se reportera à la fig. III-86 qui donne tous les détails utiles. Le fil utilisé pour réaliser chaque bobine a une section d'un mm et se répartit en 13 spires régulièrement espacées de 4 mm. Le condensateur C est un modèle mica ou céramique à fort isolement (minimum 1 500 V) de 60 pF, logé à l'intérieur de chaque bobine. Un bâtonnet isolant sert de support à l'ensemble et réunit mécaniquement les deux sections de fil. Réalisées telles quelles, les trappes ne demandent aucune mise au point et si l'on a veillé à respecter une parfaite symétrie, l'antenne fonctionnera merveilleusement sur toutes les bandes avec une résonance sur 3,65, 7,05, 14,15, 21,5 et 28,5 MHz et une bande passante variable suivant les bandes.

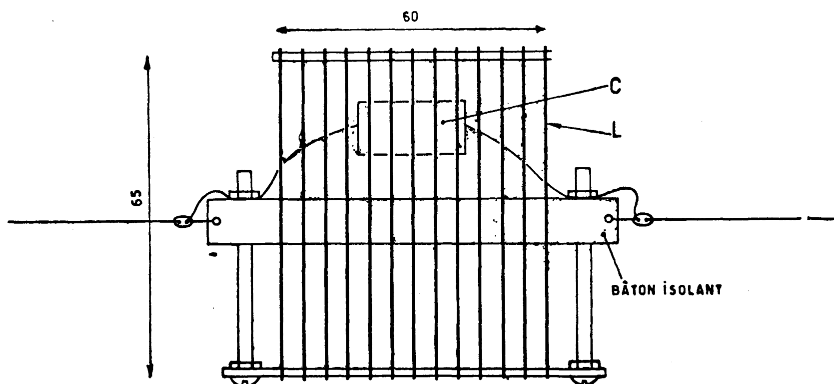


FIG. III-86. — *Réalisation pratique des trappes de l'antenne W3DZZ.*

Une réalisation industrielle est vendue commercialement et connaît un beau succès dans toute l'Europe.

DOUBLET TRIBANDES

L'antenne TD3JR

Elle s'apparente à celle de la description précédente.

Cette antenne, de faible encombrement, permet de travailler sur trois bandes 10, 15, 20 mètres ou 15, 20, 40 mètres, suivant ses dimensions, sans aucune commutation mécanique grâce à l'utilisation de trappes.

La longueur totale de l'aérien est seulement de 7 mètres lorsque celui-ci travaille sur 20 m, et de 16,20 m lorsqu'il travaille jusqu'à la bande 40 m.

L'explication du fonctionnement de ce simple dipôle est la même que celle que nous donnons plus loin pour l'élément rayonnant de la TA3JR. L'alimentation s'effectue par un coaxial de 52 ou 72 Ω (fig. III-87).

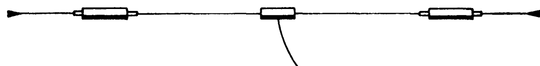


FIG. III-87

Avec cet aérien, nous avons personnellement réalisé un excellent trafic, notamment avec les stations très lointaines contactées plusieurs fois. L'aérien se présente comme le montre la figure. Il convient néanmoins de mettre l'accent sur la nécessité d'attaquer symétriquement le centre du dipôle. Si on raccorde directement un câble coaxial de 52 ou 72 Ω au point d'alimentation d'un dipôle demi-onde tendu, le conducteur central est alors relié à l'une des moitiés du dipôle et l'armature extérieure (gaine de blindage) à l'autre moitié. Mais étant donné qu'au câble coaxial, le blindage est électriquement neutre, ce n'est que la moitié du dipôle reliée au conducteur central qui est alimentée et c'est uniquement celle-ci qui rayonne. L'autre moitié ne participe pratiquement pas au rayonnement.

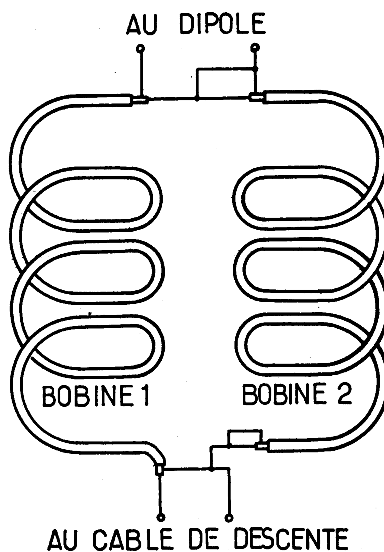


Fig. III-88

Dans cette dernière, du fait de la distorsion de champ, des courants d'induction peuvent se manifester qui, par la tresse extérieure du coaxial, sont conduits vers la terre, sous forme de courants indésirables ou peuvent être rayonnés. Ces

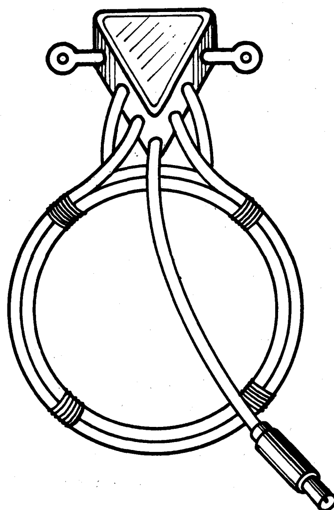


Fig. III-89

courants dans la gaine sont souvent la cause de brouillages (BCI ou TVI) dans le voisinage de l'émetteur. Un dipôle doit toujours être alimenté d'une façon symétrique. Pour cela, on utilise une boucle symétriseuse pour des fréquences de 3 à 30 MHz et liaison par câble 52 Ω. Les moitiés du dipôle sont raccordées aux deux œillets (figure III-88).

La boucle est constituée par deux sections de coaxial enroulées symétriquement en une bobine de deux fois trois spires. Les courants circulant dans les gaines de ces câbles couplées serrées, ont des directions opposées du fait du sens des bobinages, ainsi, les champs électromagnétiques s'annulent. La bobine intérieure (1) mesure 174 cm et la bobine extérieure (2) environ 205 cm. Les bobines ont un diamètre moyen de 18,5 cm. Le câble est du type 8 U (fig. III-89).

L'ANTENNE 9AQ/DZZ

C'est encore une antenne filaire, à trappes, qui s'apparente aux antennes précédentes. Elle est également, produite en série et fabriquée industriellement.

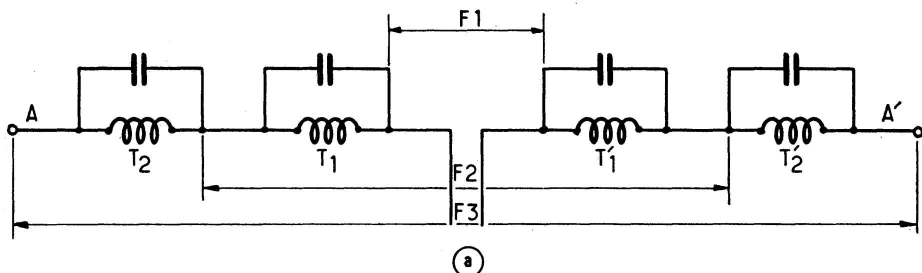
C'est, il est vrai, un problème rebutant pour certains, en raison de la place qu'une antenne destinée à travailler sur ondes courtes exige, des points d'amarrage multiples qu'impose la multiplication des antennes filaires, de l'absence d'esthétique — au goût de certains — des pylônes, tours et autres antennes directives, qualifiées de « monuments »... La solution qui s'impose est une antenne qui fonctionne sur toutes les bandes.

C'est ce que permet, malgré une longueur totale réduite, cette réalisation récente, dont nous expliquons le fonctionnement en nous reportant à la figure III-90*a*, qui représente une antenne filaire coupée, de part et d'autre du centre, par des circuits résonnants T_1, T_2, ; T'_1, T'_2 accordés sur une fréquence déterminée. Cette antenne est capable de travailler correctement sur trois bandes de fréquences distinctes. La partie centrale est taillée de manière à représenter un doublet demi-onde sur la fréquence la plus élevée à couvrir, et que nous appellerons F_1. Si T_1 et T'_1 sont accordés avec précision sur cette fréquence, ils présentent une impédance très élevée qui pratiquement isole électriquement cette partie centrale du reste de l'aérien. Imaginons maintenant que l'antenne soit alimentée à la fréquence F_2. T_1 et T'_1 sont loin de la résonance et leur impédance devenue très faible, présente, à l'inverse du cas précédent, pratiquement un court-circuit électrique. Si, dans le même temps, T_2 et T'_2 résonnent très précisément sur la fréquence F_2, l'antenne se comporte, à cette fréquence, comme un aérien demi-onde. Enfin, si l'ensemble de l'antenne correspond à une demi-onde à la fréquence de F^3 l'ensemble des circuits T_1, T'_1 ; T_2, T'_2 est inopérant, étant loin de la résonance. Nous sommes donc bien en présence d'une antenne multibandes à commutation électrique automatique. Dans la pratique les circuits accordés portent le nom de trappes. Tel est le principe de cette antenne dont nous saluons la naissance dans sa version française, grâce à l'esprit avisé d'un amateur français, F9AQ, qui lui a donné naturellement son nom et protégé l'originalité de la réalisation pratique par un brevet (n° 7224 0 65). Le matériel qui entre dans sa fabrication a été particulièrement étudié et sélectionné. Les trappes, qui sont des éléments essentiellement critiques sont protégées contre les intempéries, par des tubes de PVC dur. Le branchement au centre, qui s'effectue par une prise standard professionnelle SO 239, est noyé dans la résine polyester qui assure rigidité mécanique et étanchéité. Il en est de même pour les isolateurs terminaux.

Deux versions sont disponibles, qui acceptent une puissance-crête de 500 W :

— le modèle TR 4, à quatre trappes, qui mesure 33 m hors-tout ;

— le modèle TR 8, à huit trappes, figure III-90 b, qui ne mesure que 24,84 m et fonctionne en dipôle demi-onde sur toutes les bandes de 3,5 à 30 MHz. En effet,



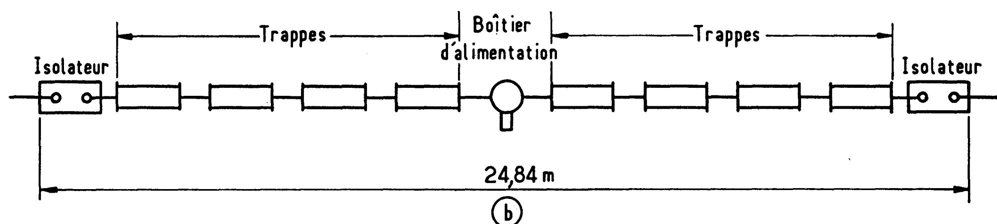


Fig. III-90

sur 80 m, la partie filaire se trouve augmentée de la longueur du fil qui compose les huit trappes et qui est loin d'être négligeable. Il faut reconnaître que sur cette bande, le rendement est particulièrement remarquable, avec toutefois, le défaut d'une bande passante très réduite, centrée sur 3.650 MHz. De ce fait, pratiquement, seuls, 150 kHz peuvent ênte exploités. Le ROS aux extrémités de bande est prohibitif (voisin de 3/1). Il est bien évident que l'antenne multibandes, réglée une fois pour toutes, ne peut être qu'un compromis. Le dégagement par rapport aux obstacles environnants, ainsi que les conditions atmosphériques ont une influence déterminante sur le régime d'ondes stationnaires.

ANTENNES MULTIBANDES SANS TRAPPES

Nous avons vu que dans les antennes multibandes utilisant des trappes résonnantes, ces éléments se comportent comme des courts-circuits ou comme des isolants parfaits, selon que leur fréquence propre correspond ou non à la fréquence de travail. Elles sont essentiellement constituées par des circuits résonnants à accord parallèle. La figure III-87 en montre une réalisation pratique à laquelle des spécialistes américains comme Mosley, Hy-Gain ou Mini Products ont trouvé une solution professionnelle. Mais, si nous nous reportons, page 34 et suivantes, aux propriétés des lignes quart et demi-ondes, ouvertes ou fermées, nous nous apercevons que l'on peut en tirer le même parti.

Rappelons-en les grandes lignes :

Une ligne quart d'onde fermée (A), de même qu'une ligne demi-onde ouverte (B) correspondent à un circuit résonnant à accord parallèle (C), c'est-à-dire à un élément à haute impédance (figure III-91).

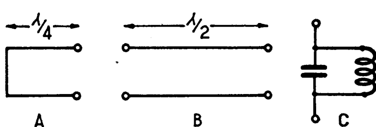


FIG. III-91

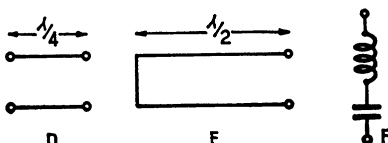


FIG. III-92

Inversement, une section quart d'onde ouverte (D) de même qu'une section demi-onde fermée (E), correspondent à un circuit à résonnance-série, c'est-à-dire à un élément à très basse impédance (figure III-92).

On peut donc utiliser l'un ou l'autre selon convenance, soit comme isolant parfait, soit comme court-circuit exactement comme les trappes mais avec, peut-être, une facilité plus grande pour les accorder avec précision, avec cette remarque annexe que ces propriétés sont les mêmes pour un nombre impair de quarts d'onde ainsi que pour un nombre pair de demi-ondes.

La figure III-93 propose une antenne 20/40 m, appliquant ces principes Comme il s'agit d'un dipôle, l'alimentation s'effectue au moyen d'un câble 75 Ω et chaque section horizontale mesure 5 m, soit λ/4 sur la bande la plus élevée en fréquence. Par contre les lignes parallèles qui peuvent être, soit du type à air, soit du twin-lead, sont taillées à une demi-onde électrique pour la même fréquence. Ouvertes, ces lignes constituent sur 20 m un élément à haute impédance, donc isolent pratiquement les deux brins de 5 m qui sont au centre et se com-

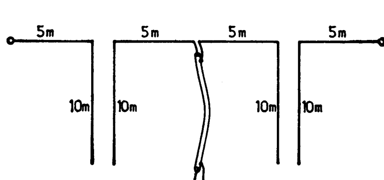


FIG. III-93

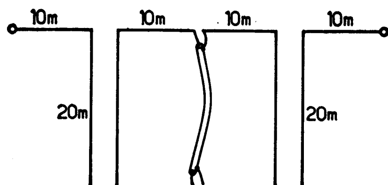


FIG. III-94

portent comme un dipôle demi-onde. Si l'antenne est couplée à un émetteur fonctionnant sur 40 m, 10 m devient un quart d'onde donc un court-circuit qui allonge le dipôle de deux fois 5 m, soit 20 m, longueur qui convient à la fois pour 7 et 21 MHz. La figure III-94 qui fait suite présente un exemple chiffré numériquement en rapport avec les longueurs d'onde, d'une antenne 80/40 m dans laquelle les stubs de 20 m se comportent, sur 40 m, comme des isolants (λ/2) et, sur 80 m, comme des courts-circuits (λ/4).

Mais d'autres antennes peuvent être imaginées dont les fréquences ne sont pas dans le rapport de 1 à 2. C'est ainsi que, figure III-95, un dipôle de 3,40 m × 2 peut être prolongé par deux brins de 1,60 m, avec, comme élément de court-circuit, une demi-onde fermée, à la fréquence la plus basse (14 MHz), c'est-à-dire 10 m. Cette antenne couvre les gammes 14 et 21 MHz. Sur 21 MHz, la section de 10 m, devient sensiblement 3/4 λ, c'est-à-dire un nombre impair de quarts d'ondes dont le dernier étant fermé, détermine une impédance élevée et isole le dipôle central.

Enfin, dernière proposition, une antenne 15 et 10 m avec un dipôle central de deux fois 2,5 m, prolongé par deux sections de 0,9 m, au moyen d'une ligne

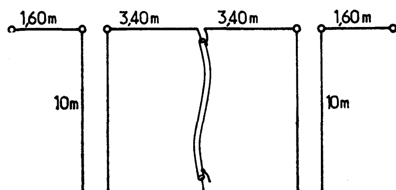


Fig. III-95

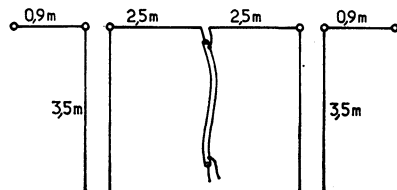


Fig. III-96

ouverte, à nouveau $\lambda/4$, isolant sur 10 m, court-circuit sur 15 m (figure III-96). Il est évident que la longueur des stubs et des éléments rayonnants est à régler avec beaucoup de soin et on notera que chaque réglage d'un élément réagit sur la résonance des autres. Mais c'est un travail très intéressant au même titre que toutes les manipulations sur les aériens.

Suppression des ondes stationnaires sur un feeder accordé

En étudiant les antennes Lévy et Zeppelin, nous avons vu que l'impédance au point d'alimentation varie suivant la fréquence sur laquelle l'antenne fonctionne.

Pour utiliser toujours le même feeder avec toutes les bandes, on alimente ces antennes avec des feeders accordés.

On peut faire fonctionner ces feeders en ondes progressives, ce qui permet de leur donner une longueur quelconque.

S'il y a des ondes stationnaires dans le feeder c'est que l'impédance terminale Z_t est différente de l'impédance caractéristique de la ligne Z_c.

Choisissons un feeder 600 Ω de longueur quelconque, il équivaut à un certain nombre de quarts d'ondes plus une longueur inférieure à un quart d'onde.

La longueur sera égale à $n\frac{\lambda}{2} + l \quad l < \frac{\lambda}{2}$.

Comme des demi-ondes répètent l'impédance on peut ramener le feeder à une longueur $l < \frac{\lambda}{2}$ qui sera ou comprise entre 0 et $\frac{\lambda}{4}$ ou entre $\frac{\lambda}{4}$ et $\frac{\lambda}{2}$.

Ces deux cas peuvent se ramener à un seul car une ligne de longueur comprise en $\frac{\lambda}{4}$ et $\frac{\lambda}{2}$ avec $Z_t > Z_c$ a les mêmes caractéristiques qu'une ligne comprise en O et $\frac{\lambda}{4}$ avec $Z_t < Z_c$.

On peut donc considérer qu'un seul cas, $l < \frac{\lambda}{4}$ avec les deux possibilités $Z_t > Z_c$ et $Z_t < Z_c$.

Dans le premier cas $Z_t > Z_c$, la ligne équivaut à une capacité en parallèle avec une résistance.

Pour annuler la réactance causée par la capacité il faut introduire une réactance inductive de même valeur.

On branche donc en un point convenable de la ligne un tronçon de ligne dont la réactance neutralise celle qui existe au point d'attache. Ainsi, à partir de ce point d'attache, jusqu'au générateur alimentant le feeder, celui-ci fonctionne en ondes progressives.

Si $Z_t > Z_c$ on utilisera un tronçon de ligne fermée dont la réactance est inductive.

Si $Z_t < Z_c$ on utilisera un tronçon de ligne ouverte dont la réactance est capacitive car dans ce cas la réactance du feeder est inductive.

Le tableau III-1 et III-2 donne la distance de l'extrémité au point d'attache de la ligne, et la longueur de cette ligne en fonction du R O S de la ligne, c'est-à-dire du rapport $\frac{Z_t}{Z_c}$ ou son inverse (fig. III-97 et III-98).

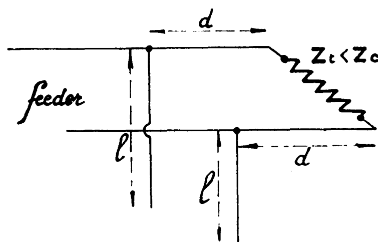


FIG. III-97. — *Ligne de correction ouverte.*

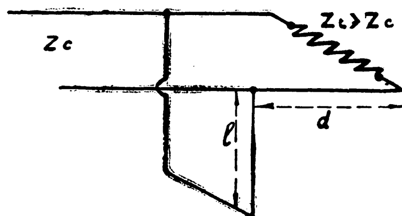


FIG. III-98. — *Ligne de correction fermée.*

On cherchera donc le R O S qui dépend de la bande sur laquelle l'antenne fonctionne. On cherchera dans le tableau les valeurs de *l* et *d* correspondantes et on ajustera ensuite *l* et *d* autour des valeurs calculées pour obtenir un minimum d'ondes stationnaires.

Une antenne-cadre 14-21-28 MHz

Cette antenne a été réalisée par différents amateurs, allemands et australiens notamment et s'inspire à la fois de l'antenne Cubical-Quad dans sa forme, et des antennes à trappes résonnantes et, lorsque la place disponible est mesurée, elle présente de grands avantages d'autant que rien ne s'oppose à ce qu'elle soit rotative. Un quart de tour suffit dans ce cas puisque l'aérien est déjà, par nature, bidirectionnel.

L'ensemble n'est pas autre chose qu'une boucle de 3,60 m de côté, refermée sur un système d'accord et de couplage, mesurant centre les points A et B, 20 cm et comportant deux circuits oscillants — série L_1-C_1 et L_2-C_2 — fig. III-99. Physiquement le cadre a sensiblement les mêmes dimensions qu'une Quad 21 MHz. Il est donc en même temps trop court pour 14 MHz et trop long pour 28 MHz. Mais les circuits accordés qui s'y trouvent insérés permettent à l'ensemble de résonner convenablement sur les trois bandes envisagées. C_2-L_2 sont à régler au grid-dip sur 15 MHz avant d'être mis en place. De même C_1-L_1 doit être accordé sur 28,8 MHz. L_3 est la bobine de couplage.

Dans la pratique, on utilisera un mandrin de stéatite de 38 mm de diamètre et 6 cm de long minimum sur lequel on bobinera, pour L_1, 4 spires de fil émaillé de 15/10 mm, occupant 18 mm, puis 20 mm plus loin, pour L_3, 4 spires du

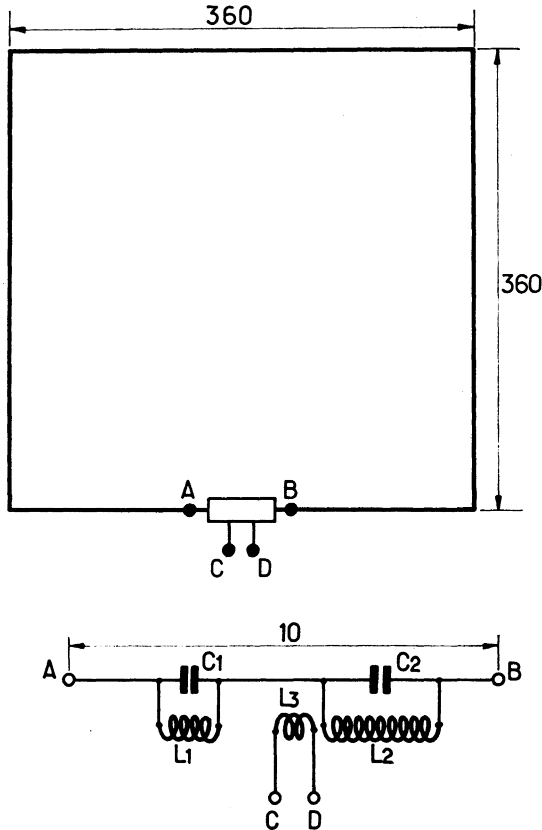


Fig. III-99

même fil, presque jointives, sur une longueur de 10 mm et enfin, 3 mm plus loin, L_2, comportant 7 spires, identiques, sur une longueur de 16 mm. Ces bobines, une fois réalisées, seront collées à l'Araldite, de manière à donner à l'ensemble une parfaite tenue mécanique. Après quoi on réunira les extrémités en regard de L_1 et L_2, par une connexion en même fil de 15/10 de mm et on prolongera L_1 et L_2 vers A et B par une cosse solide qui permettra d'insérer les circuits de couplage dans la boucle qui est taillée aux dimensions de la figure soit 14,30 m de fil 15/10 mm, émaillé également.

On notera que C_1 et C_2 sont évidemment de valeur critique car de la fréquence C_1-L_1 dépend l'accord sur 28 MHz et de celle de C_2-L_2 la résonance sur 14 MHz. Mais C_2 et L_1 influent sur la résonance sur 21 MHz. En faisant $C_1 = 49$ pF et $C_2 = 55$ pF, le T.O.S., dans le cas le moins favorable, ne dépasse pas 1,5/1 ce qui reste tout à fait raisonnable. Ces condensateurs, aux essais pourront être avantageusement des variables miniatures, remplacés ensuite par des micas, ce qui ne sera pas toujours facile. Une solution élégante consiste à utiliser

comme capacités d'accord en C_1 et C_2, de courtes sections de câble coaxial que l'on peut ajuster avec précision à la pince coupante. Les extrémités libres demeurent, bien entendu, ouvertes et doivent être protégées. A titre indicatif et selon la qualité, la capacité du câble coaxial est généralement comprise entre 50 et 90 pF au mètre.

Les avantages de cet aérien sont :
sa très grande légèreté, même si on le réalise en tube ;
sa faible prise au vent ;
sa discrétion ;
son utilisation multibandes qu'est toujours appréciée.

Mais ce n'est bien entendu pas une beam et son comportement sur les trois bandes est sensiblement celui d'un dipôle bien accordé, ce qui n'est, après tout, pas si mal.

TABLEAUX III-1 et III-2

	ROS	1,5	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	15	20
$Z_t < Z_e$	Distance d en λ	0,19	0,15	0,11	0,196	0,08	0,072	0,07	0,06	0,056	0,05	0,046	0,04	0,033
	Longueur l en λ	0,14	0,152	0,168	0,176	0,182	0,186	0,19	0,193	0,196	0,2	0,202	0,208	0,48
$Z_t > Z_e$	Distance d en λ	0,105	0,095	0,083	0,073	0,069	0,062	0,058	0,053	0,05	0,048	0,043	0,04	0,036
	Longueur l en λ	0,06	0,095	0,14	0,158	0,168	0,178	0,184	0,189	0,192	0,195	0,202	0,208	0,214

Tableau donnant en fractions de λ les distances nécessaires pour ajuster l *et* d,
la ligne de correction en fonction du R O S.

CHAPITRE IV

REACTION MUTUELLE ENTRE ANTENNES ACCORDEES

Supposons que nous disposions de deux antennes demi-ondes alimentées séparément par une énergie égale et de même fréquence, par exemple par la même source. Nous dirons que ces antennes sont alimentées en phase lorsque les courants auront la même valeur et la même direction en des points placés de façon similaire sur les deux antennes. Si les courants sont égaux mais circulent en sens inverse, les deux antennes seront dites alimentées en opposition de phase.

Antennes colinéaires et parallèles

Deux positions relatives des antennes sont intéressantes. La première est celle dans laquelle les deux antennes sont parallèles ; la deuxième, celle dans laquelle les deux antennes sont dans le prolongement l'une de l'autre (antennes colinéaires).

Si on rapproche les deux antennes l'une de l'autre, la première se trouvant dans le champ de la deuxième va être le siège d'un courant induit qui va se superposer au courant primitif pour donner un courant résultant dont la valeur dépendra de la phase respective des deux courants qui le composent. La première réagira de la même façon sur la seconde. Pour des raisons de symétrie, les effets produits seront exactement les mêmes sur les deux antennes.

Antennes alimentées en phase

Quand on connaît le diagramme de rayonnement d'une demi-onde, on imagine facilement que la réaction mutuelle de deux antennes placées dans le prolongement l'une de l'autre sera très faible.

Elle existe cependant et se traduit par les phénomènes suivants : Le diagramme de rayonnement résultant de la combinaison de deux antennes alimentées en phase est plus long et plus étroit que dans le cas de la demi-onde seule, ce qui augmente le gain dans la direction privilégiée (plan perpendiculaire aux conducteurs). Ce gain maximum pour une distance entre antennes d'une demi-onde atteint un peu plus de 3 décibels ; la résistance de rayonnement qui est de l'ordre de 100 Ω quand les antennes se touchent presque, passe par un minimum de 70 Ω pour l'écartement de $\frac{\lambda}{2}$ (fig. IV-1).

Antennes alimentées en opposition de phase

Il ne faut pas confondre deux demi-ondes en phase avec une antenne onde entière car dans les deux demi-ondes d'une onde entière alimentée en intensité, les courants sont en opposition de phase, c'est-à-dire circulent en sens inverse, tandis que dans les deux demi-ondes en phase les courants circulent dans le même sens (fig. II-49).

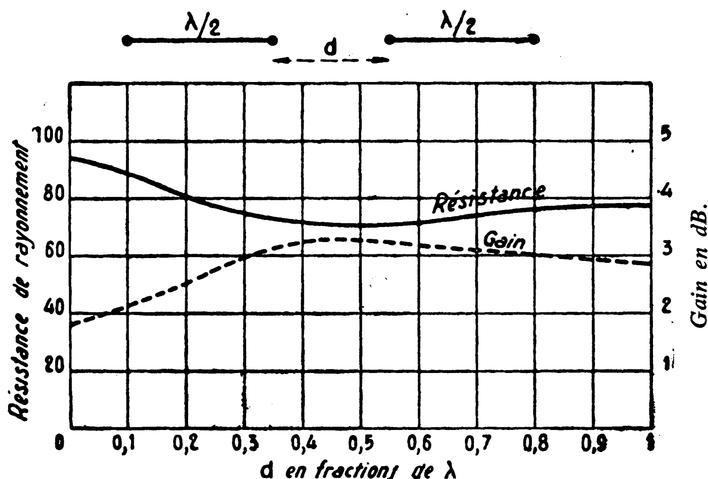


FIG. IV-1. — *Résistance de rayonnement et gain en fonction de la distance* d *séparant les deux demi-ondes.*

Dans le chapitre des antennes directives on trouvera le moyen de réaliser l'alimentation en phase.

Lorsque les antennes sont parallèles, elles se trouvent chacune baignées dans le rayonnement de l'autre, aussi la réaction mutuelle est-elle beaucoup plus importante.

Résistance de rayonnement, gain, directivité de ce genre d'antennes

Lorsque les antennes sont alimentées en phase, la réaction maximum a lieu pour un écartement de 0,65 λ, environ $\frac{5}{8}$ λ.

L'antenne exhibe des lobes plus pointus et un gain dans le plan perpendiculaire aux antennes de 5 db., mais l'effet sur la résistance de rayonnement est aussi maximum pour cet écartement. Celle-ci s'abaisse à moins de 50 Ω.

Ceci est un fait tout à fait général.

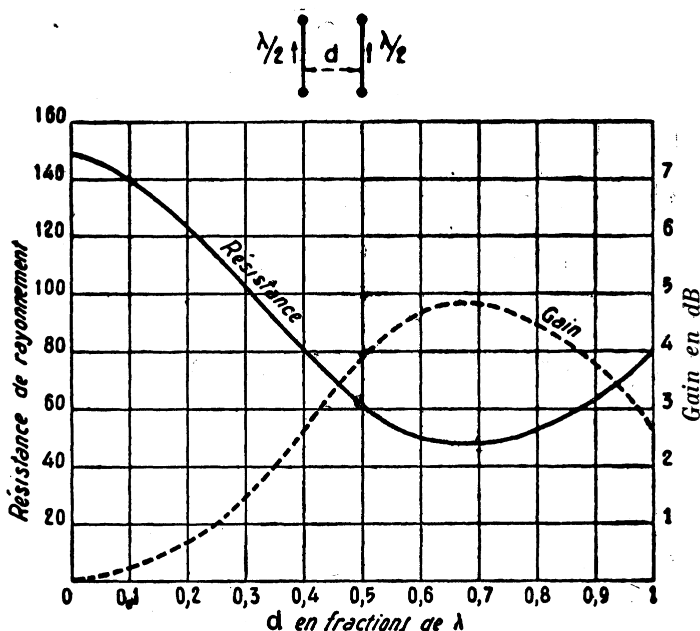


FIG. IV-2. — *Résistance de rayonnement et gain en fonction de la distance* d *pour deux demi-ondes alimentées en phase.*

Lorsque plusieurs éléments sont placés de façon à réagir les uns sur les autres, la combinaison qui donne le maximum de gain est également celle qui correspond à la résistance de rayonnement minimum.

Lorsque les antennes sont alimentées en opposition de phase, le gain maximum a lieu pour un écartement de 0,15 λ, il atteint 4,5 dB (fig. IV-3). Mais la résistance de rayonnement descend à une valeur très faible de l'ordre de 10 Ω.

L'alimentation en phase est nettement plus intéressante car on sait que le rendement d'une antenne est fonction du rapport entre résistance de rayonnement et résistance ohmique.

La résistance ohmique restant la même dans les deux cas, le rendement de deux antennes en phase sera très supérieur à celui de deux antennes en opposition de phase.

Supposons en effet que 100 watts soient rayonnés dans les deux antennes en phase et que la résistance ohmique soit égale à 2 Ω.

Le courant dans l'antenne sera $\sqrt{\dfrac{100}{50}} = 1{,}41$ A.

L'énergie perdue en chaleur sera $(1{,}41)^2 \times 2 = 4$ watts.

Le rendement sera $\dfrac{100}{104} = 96\ \%$.

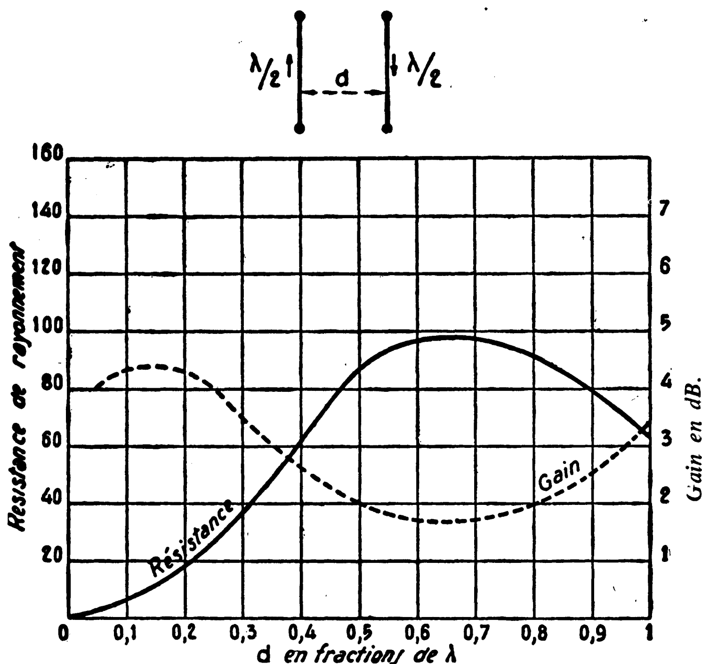


FIG. IV-3. — *Résistance de rayonnement et gain en fonction de* d *de deux demi-ondes alimentées en opposition de phase.*

Faisons le même calcul pour les antennes en opposition de phase

$$I = \sqrt{\frac{100}{10}} = 3{,}14 \text{ A.}$$

L'énergie perdue en chaleur sera $(3{,}14)^2 \times 2 = 20$ watts.

Le rendement sera $\frac{100}{120} = 83\ \%$.

Ces deux calculs ont été effectués pour l'écartement donnant le gain maximum dans les deux cas.

Or, le gain du premier système est légèrement supérieur au gain du deuxième.

Le seul avantage du second est que pour un gain maximum l'encombrement est quatre fois moindre et cela peut être très avantageux si l'on prend les dispositions nécessaires pour réduire la résistance ohmique au minimum, par exemple en choisissant des conducteurs plus gros.

Un autre facteur entre en ligne de compte, c'est la direction du rayonnement produit par l'ensemble des deux antennes.

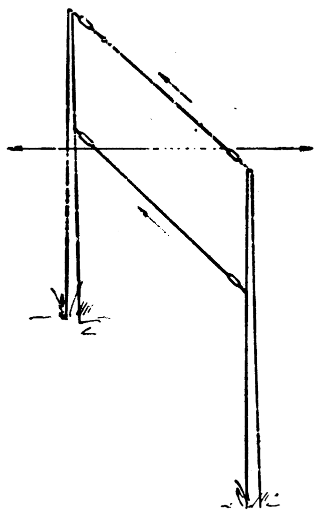


Fig. IV-4. — *Antennes alimentées en phase.*

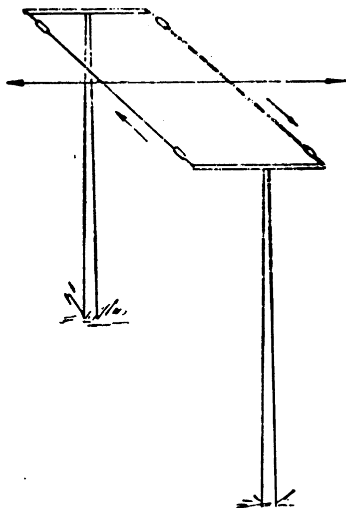


Fig. IV-5. — *Antennes alimentées en opposition de phase.*

Disposition des antennes pour obtenir un rayonnement polarisé horizontalement.

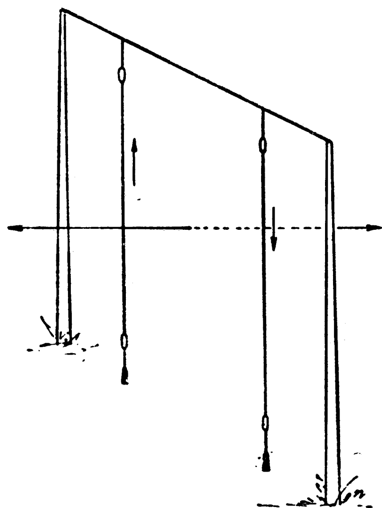


Fig. IV-6. — *Antennes en phase.*
(Les 2 flèches se dirigent vers le haut)

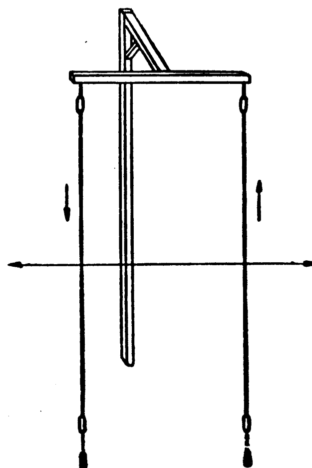


Fig. IV-7. — *Antennes en opposition de phase.*

Disposition des antennes pour obtenir un rayonnement polarisé verticalement.

Lorsque les deux antennes parallèles sont alimentées en phase, le rayonnement maximum a lieu dans un plan perpendiculaire au plan contenant les deux antennes, alors que si les antennes sont alimentées en opposition de phase, le rayonnement maximum se fait dans le plan des antennes et perpendiculairement à celles-ci.

Pour un rayonnement polarisé horizontalement, les deux antennes alimentées en phase seront placées l'une au-dessus de l'autre dans un plan vertical alors que les deux antennes alimentées en opposition de phase seront placées l'une derrière l'autre dans un plan horizontal (fig. IV-4, 5, 6, 7).

On peut utiliser plusieurs antennes dans le prolongement les unes des autres ou parallèlement, le gain est alors augmenté. Les tableaux 1, 2 et 3 indiquent ces différents gains.

Nombre de demi-ondes..	2	3	4
Gain en dB	1,9	3,2	4,3

TABLEAU 1. — *Antennes placées dans le prolongement l'une de l'autre avec un tres petit intervalle entre elles et alimentées en phase. Gain en fonction du nombre de demi-ondes*

Nombre de demi-ondes parallèles	2	3	4	5	6
Gain pour un espacement de 1/2 λ ..	4	5	6	7	8
Gain pour un espacement de 3/4 λ ..	4,5	7	8,5	10	11

TABLEAU 2. — *Antennes demi-ondes parallèles alimentées en phase. Gain en fonction du nombre de demi-ondes.*

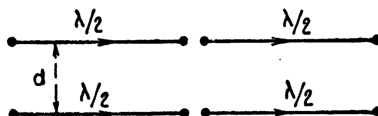


FIG. IV-8.

d	0,375 λ	0,5 λ	0,625 λ	0,75 λ
Gain	4,4	5,9	6,7	6,6

TABLEAU 3. — *Gain de quatre demi-ondes disposées suivant fig. IV-8, alimentées en phase, en fonction de la distance* d.

CHAPITRE V

DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT

Diagrammes d'antennes en fonction du nombre de demi-longueur d'onde

Diagrammes dans les différents plans

Le rayonnement d'une antenne ne se fait pas d'une façon uniforme dans l'espace qui l'environne. Si sur une sphère ayant pour centre le centre de l'antenne, on mesure en chaque point l'intensité du champ rayonné, on obtient un solide dont la section par un plan passant par le centre s'appelle *diagramme de rayonnement* dans ce plan. Ainsi le rayonnement d'une antenne demi-onde est représenté par un tore (fig. V-2) dont le diamètre intérieur est nul et qui serait engendré par un cercle (ou presque) tangent à l'antenne et tournant autour d'elle comme axe (fig. V-1).

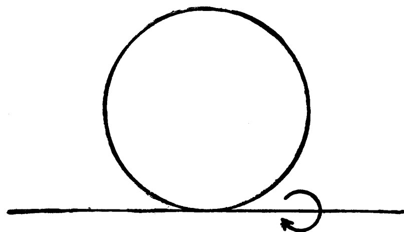


FIG. V-1. — *Le diagramme de rayonnement d'une antenne demi-onde horizontale s'obtient en faisant tourner un cercle autour d'une tangente.*

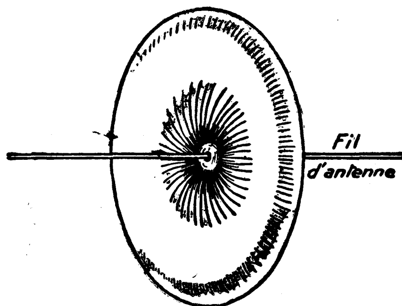


FIG. V-2. — *Tore représentant le rayonnement d'une antenne horizontale demi-onde.*

Si l'antenne demi-onde est horizontale et isolée dans l'espace, c'est-à-dire pratiquement à 2 ou 3 λ au-dessus du sol, son solide de rayonnement coupé par un plan horizontal contenant l'antenne affectera la forme de de deux cercles tangents au centre de l'antenne et les droites telles que A B exprimeront le gain relatif dans la direction A B. Cette section par un plan horizontal donne le *diagramme de rayonnement dans le plan horizontal* qui nous montre que l'intensité du rayonnement est nulle dans la direction du fil et maximum sur la perpendiculaire au centre du fil.

Si nous coupons le solide de rayonnement, en l'espère le tore de la figure V-2 par un plan vertical perpendiculaire à l'antenne et passant par son centre, on obtient une section qui s'appelle *le diagramme de rayonnement dans le plan vertical.*

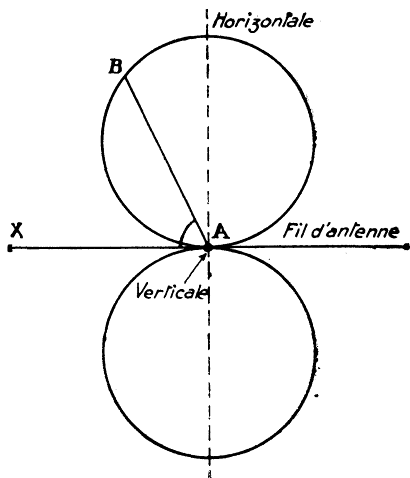


Fig. V-3. — *Section du tore dans un plan horizontal passant par l'antenne. Le rayonnement est nul dans la direction du fil.*

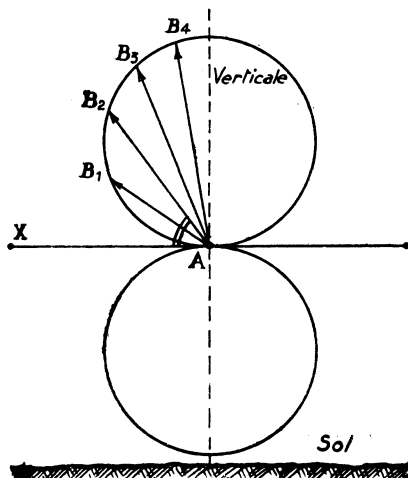


Fig. V-4. — *Section du tore dans un plan vertical contenant l'antenne. Le rayonnement n'est pas nul dans la direction du fil. Il diminue avec l'angle de radiation XAB.*

Pour la demi-onde horizontale, c'est un cercle. Donc le rayonnement est uniforme dans un plan perpendiculaire à l'antenne.

Il semblerait que ce deuxième diagramme soit sans intérêt pour une antenne horizontale puisqu'il donne des indications sur le rayonnement allant au sol ou vers le ciel, cependant il nous permet de nous rendre compte que le rayonnement est dispersé dans des zones où il est inutilisable.

En examinant le solide de la figure V-II on voit que dans la direction du fil le rayonnement est nul suivant l'horizontale, mais qu'il existe pour les directions faisant un angle avec le fil (Voir section du tore par un plan vertical contenant l'antenne figure V-4).

Pour une antenne demi-onde placée verticalement et éloignée du sol, le diagramme de rayonnement dans le plan horizontal est un cercle, dans le plan vertical contenant l'antenne, c'est celui de l'antenne horizontale (fig. V-3).

L'antenne demi-onde verticale a donc un rayonnement plus favorable du point de vue utilitaire que l'antenne horizontale. Son rayonnement uniforme dans le plan horizontal en fait l'antenne rêvée de radiodiffusion. Malheureusement, pour les ondes moyennes elle est trop longue pour être réalisée pratiquement.

La proximité du sol modifie les diagrammes de rayonnement, la longueur de l'antenne. Les figures V-5, V-6, V-7, V-8 et V-9 donnent les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal des antennes demi-onde, onde entière, double onde, quatre ondes et cinq ondes, horizontales.

L'antenne onde entière a quatre axes de rayonnement maximum contre deux pour la demi-onde. Les directions de rayonnement maximum varient donc suivant que l'antenne fonctionne sur sa fondamentale ou sur ses harmoniques.

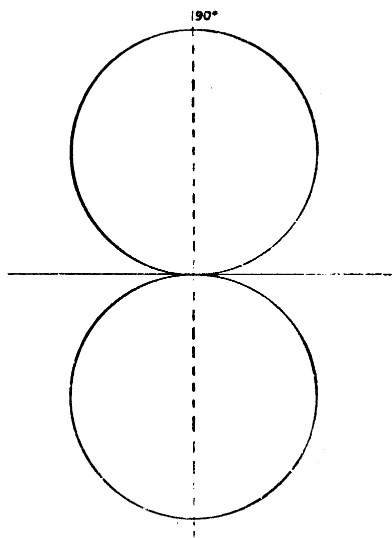


FIG. V-5. — *Diagramme de rayonnement d'une antenne demi-onde.*

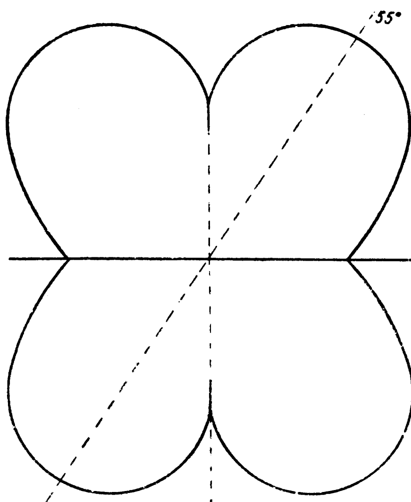


FIG. V-6. — *Diagramme de rayonnement d'une antenne onde entière.*

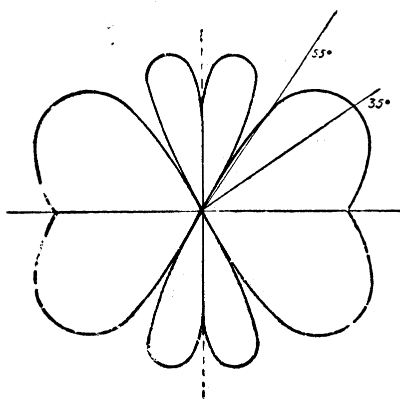


FIG. V-7. — *Diagramme de rayonnement d'une antenne deux ondes.*

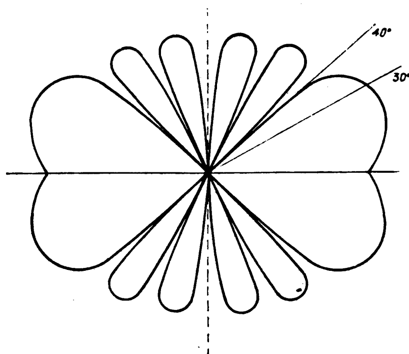


FIG. V-8. — *Diagramme de rayonnement d'une antenne quatre ondes.*

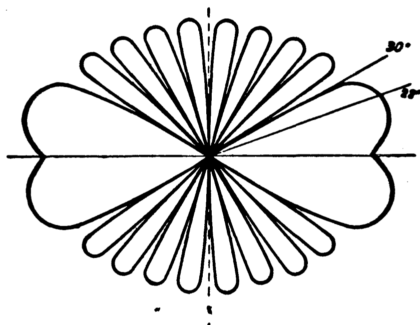


FIG. V-9. — *Diagramme de rayonnement d'une antenne cinq ondes.*

Gain d'une antenne

Toute antenne est directive et à une ou plusieurs directions de rayonnement maximum (pour l'antenne verticale dans le plan horizontal ; ce sont toutes les directions !).

Pour la demi-onde horizontale, dans le plan horizontal : c'est la direction perpendiculaire à l'antenne qui est favorisée.

Le gain d'une antenne est le rapport qui existe entre le champ mesuré dans la direction de rayonnement privilégié et celui que donnerait une antenne servant de référence placée au même endroit que l'autre et rayonnant la même puissance. Le champ est mesuré en volts par m. Le rapport des champs donne le gain en tension. Le carré de ce rapport est le gain en puissance. On l'exprime en général en décibels (voir tableau au début de l'ouvrage). Augmenter le gain d'une antenne revient à concentrer le rayonnement dispersé dans tous les azimuths, dans un angle solide restreint.

Le gain dans une direction sera obtenu au détriment du rayonnement dans une autre direction. Cela n'a rien à voir avec le rendement de l'antenne. Si une antenne rayonne 100 watts répartis dans toutes les directions, l'intensité du champ en chaque endroit sera moins intense qu'elle le serait, si ces 100 watts étaient concentrés dans un pinceau étroit, et qu'on mesure le champ à l'intérieur de ce pinceau.

Souvent le rayonnement de l'antenne demi-onde est pris comme base de comparaison. Une antenne ayant par rapport à une demi-onde un gain de 20 décibels, donnera dans la direction privilégiée un gain en tension de 10, en puissance de 100, elle équivaudra seulement pour la direction privilégiée à une antenne demi-onde rayonnant 100 fois plus de puissance.

Dans le chapitre des antennes directives nous verrons comment on peut obtenir des antennes à grand gain. La superposition des diagrammes de rayonnement donnera une représentation concrète du gain.

En télévision, les diagrammes de rayonnement des antennes de réception dans les plans verticaux et horizontaux donnent des renseignements précieux sur le comportement de ces antennes, sur leurs aptitudes à capter le signal désiré et à éliminer des signaux perturbateurs éventuels.

CHAPITRE VI

LES ANTENNES DIRECTIVES

Avantages des antennes directives

Au chapitre V nous avons défini le gain d'une antenne qui résulte de la plus ou moins grande concentration du rayonnement dans certaines directions. Pour un émetteur de radiodiffusion régionale ou un émetteur de télévision, la directivité de l'antenne est un défaut ; il faut que le rayonnement se fasse uniformément dans toutes les directions pour qu'aucune des régions entourant l'émetteur ne soit défavorisée à la réception.

Pour la réception d'une seule station de télévision ou de radiodiffusion, il peut par contre être très avantageux d'utiliser une antenne de réception directive.

Dans les transmissions ondes courtes destinées à des régions du monde bien définies, l'avantage des antennes directives est considérable car ces antennes permettent d'obtenir dans la direction choisie le même champ que celui qui serait produit par un émetteur de 10 à 100 fois plus puissant utilisant une antenne omnidirectionnelle.

Pour les amateurs émetteurs dont la puissance d'émission est réglementée et limitée à une valeur très basse, la perspective d'augmenter fictivement cette puissance sans contrevenir aux règlements, ne les laisse pas indifférents. Mais comme ils sont intéressés par des régions situées aux quatre points cardinaux, il faudra que leur antenne directive soit rendue orientable pour qu'elle comble leurs vœux.

Il est cependant difficile de construire une antenne orientable dont les éléments dépassent 10 m, aussi ces antennes ne sont-elles utilisables que pour des fréquences supérieures à 14 MHz. Pourtant il est possible de construire des antennes directives *fixes,* bidirectionnelles par exemple et orientées pour toucher les régions où le trafic est le plus intéressant ou même d'utiliser des antennes rotatives à éléments raccourcis.

Directivité

La directivité est souvent exprimée par l'angle dont la bissectrice est la direction de rayonnement maximum, à l'intérieur duquel le gain en puissance ne descend pas au-dessous de la moitié du gain maximum. Cette diminution du gain correspond à 3 dB. Si l'antenne a un gain de 14 dB, l'angle dans lequel le gain est compris entre 8 et 11 dB donne la directivité de l'antenne. Cet angle exprime en somme le degré d'étroitesse du lobe principal du diagramme de rayonnement.

Le gain est, comme nous l'avons dit au chapitre V, obtenu par comparaison avec l'antenne demi-onde.

Antennes longues

Lorsqu'une antenne a une longueur qui représente un nombre de plus en plus grand de longueurs d'onde, on constate qu'elle accuse une directivité de plus en plus marquée dans les directions voisines de celle du fil (voir fig. V-5 à V-9).

La figure VI-1 montre le gain obtenu en fonction du nombre de longueurs d'onde.

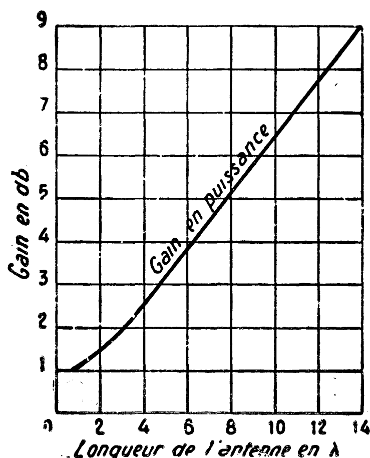


Fig. VI-1. — *Gain d'une antenne longue comparée à une demi-onde.*

Ce gain peut atteindre 9 dB pour une longueur de 14 λ. Le gain n'est cependant pas aussi grand en pratique car le grand développement de ces antennes occasionne des pertes par fuites vers le sol dues à la capacité antenne-terre. On peut combiner des antennes longues en V ou en losange.

Antennes en V

L'antenne tire son nom de sa forme. Elle est constituée par deux antennes ayant une longueur égale à une ou plusieurs longueurs d'ondes et formant entre elles un angle aigu ou obtus. L'alimentation se fait au sommet de l'angle ou à l'extrémité d'un des côtés.

Antenne en V alimentée au sommet.

Cet angle n'est pas choisi au hasard mais de telle façon que la combinaison des diagrammes de rayonnement des deux antennes donne le maximum de gain dans le plan bissecteur du V.

Comme les antennes demi-onde, onde entière, double-onde, etc..., n'ont pas les mêmes diagrammes de rayonnement, l'angle d'ouverture du V variera avec la longueur de ses côtés.

Si on choisit l'angle du V tel qu'il soit le double de celui que forment les lobes principaux de chaque antenne, et si on alimente les deux antennes en opposition de phase, la combinaison du rayonnement dans la direction perpendiculaire

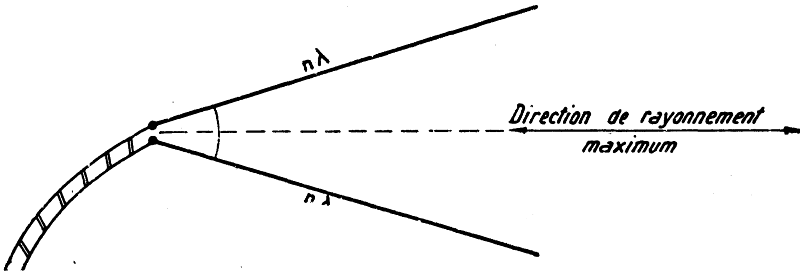


Fig. VI-2. — *Antenne en V (1er type).*

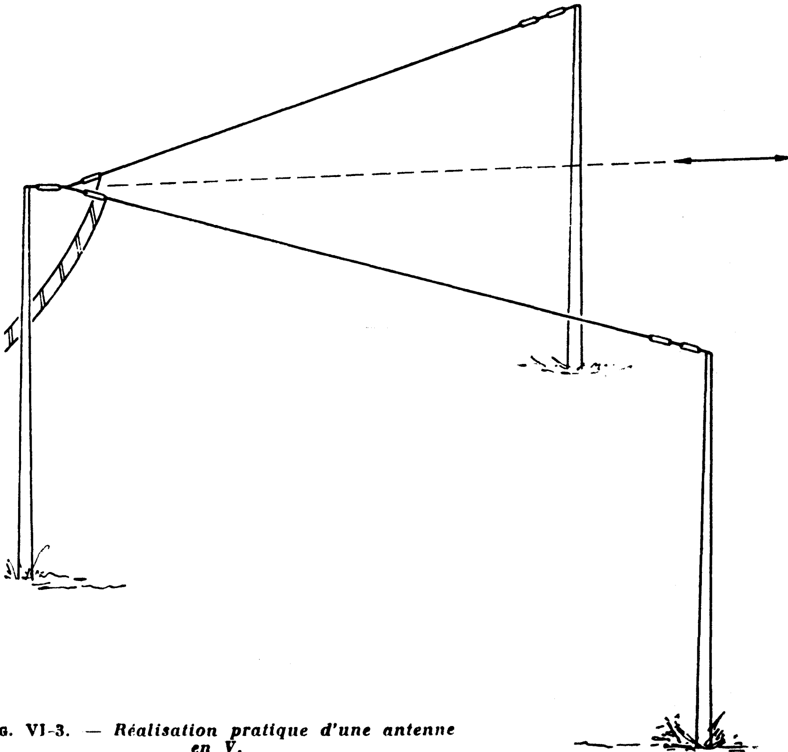


Fig. VI-3. — *Réalisation pratique d'une antenne en V.*

à la bissectrice de l'angle, produit un renforcement du rayonnement dans la direction de la bissectrice. On obtient donc de ce fait un gain puisqu'il y a augmentation du rayonnement dans une direction privilégiée.

On sait que plus une antenne est longue, plus sa directivité augmente dans la direction du fil et plus l'angle formé par les lobes principaux est petit.

L'angle du V étant en relation directe avec celui-ci, diminuera donc avec l'allongement des deux côtés du V.

Nombre de λ dans chaque côté du V	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Angle optimum	90°	70°	60°	50°	45°	40°	37°	35°	33°	31°
Gain correspondant en dB	3	4,5	6	7	8	9	10	11	12	13

Tableau donnant l'angle optimum et le gain correspondant d'une antenne en V en fonction de la longueur de chaque côté du V.

L'alimentation des deux brins du V en opposition de phase est facile ; il suffit de connecter les deux conducteurs d'une ligne à fils parallèles respectivement à l'extrémité de chaque brin du V, au sommet de celui-ci.

La résistance de rayonnement est de l'ordre de grandeur de celle d'une demi-onde mais il faut remarquer que l'alimentation se fait non pas à un ventre d'intensité mais à un ventre de tension et que l'impédance au point d'alimentation est relativement grande.

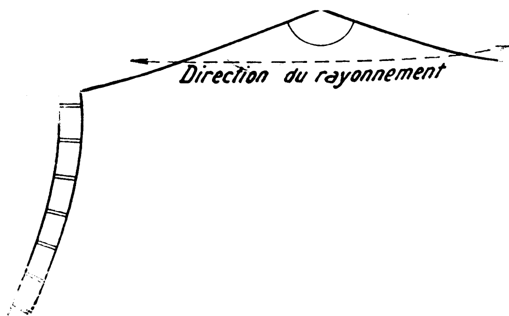


FIG. VI-4. — 2e *type d'antenne en V.*

Il existe une autre forme de V qui est en somme une antenne longue faisant un coude au milieu. En choisissant convenablement cet angle on arrive également à combiner les lobes du diagramme de chaque demi-antenne pour faire concorder leurs effets dans une direction privilégiée qui sera perpendiculaire à

la bissectrice de l'angle. Dans cette antenne en V l'angle est obtus et égal à 180° moins l'angle d'un V ordinaire qui aurait des côtés égaux à la moitié de celle-ci.

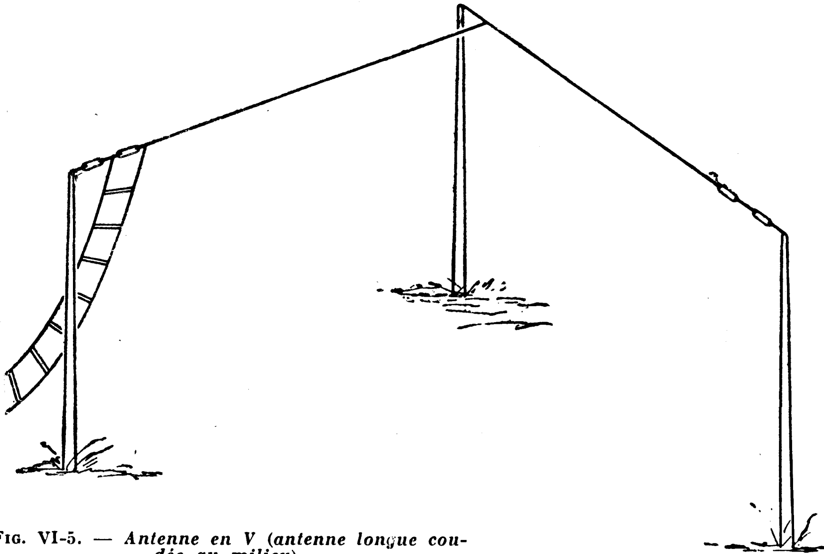


Fig. VI-5. — *Antenne en V (antenne longue coudée au milieu).*

Ainsi, si l'antenne a une longueur de 8 λ, cela fait 4 λ par demi-antenne, le coude étant au milieu. Le tableau nous donne pour 4 λ un angle de 50° ; l'angle obtus au coude aura donc une valeur de :

$$180° - 50° = 130°$$

Cette antenne sera alimentée à l'extrémité comme l'antenne Zeppelin.

Ces deux types d'antennes en V sont bidirectionnels.

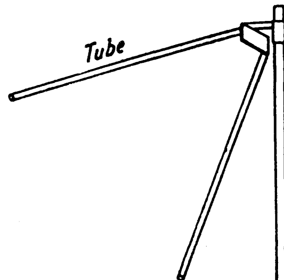


Fig. VI-6. — *Antenne en V pour UHF.*

Aux très hautes fréquences on peut les rendre unidirectionnels en utilisant un réflecteur également en V et superposer plusieurs antennes en V. Aux U.S.A. ce type d'antenne est très utilisé pour la réception de la télévision.

L'antenne en V peut être utilisée sur plusieurs bandes ; il est évident que l'alignement des lobes ne sera parfait que sur une bande ; cependant si les côtés du V sont suffisamment longs pour la plus grande longueur d'onde utilisée, les résultats seront convenables sur les différentes bandes. Dès qu'on atteint des côtés longs de 4 λ, l'angle varie très lentement.

Pour les amateurs désireux d'utiliser un V sur 40 m, 20 m et 10 m il faudrait que les côtés du V aient une longueur de 80 minimum ; de préférence 120 et même 160 si c'est possible. L'angle serait choisi pour donner le gain maximum sur 20 m. Ainsi avec des bras de 80 m, le V aurait un angle aigu de 50°.

L'antenne V, deuxième type, à angle obtus, est moins sensible que le premier à la variation de fréquence mais elle a moins de gain pour une égale longueur de fil utilisée.

Antennes en losange

C'est une antenne ayant la forme d'un losange et qui peut être considérée comme deux antennes en V premier type opposées ou deux antennes en V deuxième type placées côte à côte. L'angle du V premier type ou celui du V deuxième type qui ont une somme de 180° sont déterminés de telle sorte que la combinaison des lobes donne le maximum de gain dans la direction de la grande diagonale.

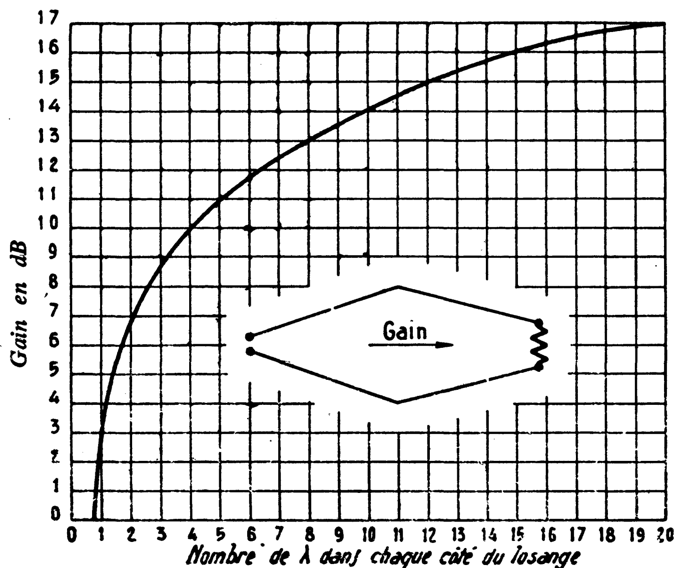


FIG. VI-7. — *Gain d'une antenne losange unidirectionnelle en fonction de la longueur des côtés.*

On peut rendre cette antenne unidirectionnelle en réunissant par une résistance convenable les deux extrémités au sommet de l'angle aigu opposé à celui où se fait l'alimentation. Cette résistance donne en outre à l'antenne la propriété de ne plus être sélective et de pouvoir fonctionner sur des fréquences dans un rapport de 1 à 4 c'est-à-dire par exemple sur les fréquences de 40 m, 20 m, 10 m sans que la longueur des côtés du losange ne soit critique et sans changer le mode d'alimentation qui une fois déterminé fonctionnera sur toutes les bandes sans modification pratique de l'adaptation.

La résistance terminale consomme un tiers de la puissance envoyée dans l'antenne, cependant lorsqu'on a la place de l'établir cette antenne donne un gain considérable qui varie bien entendu avec la longueur de fil déployée.

Ainsi une antenne losange ayant des côtés faisant 20 longueurs d'onde a un gain de 17 dB compte tenu des 3 dB perdus dans la résistance terminale. C'est-à-dire qu'elle donne dans la direction privilégiée le même signal que celui qui serait produit par une demi-onde alimentée par une puissance 50 fois plus grande.

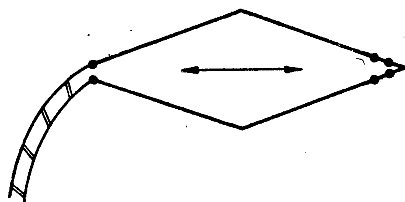


FIG. VI-8. — *Antenne losange bidirectionnelle.*

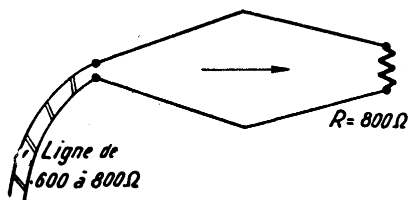


FIG. VI-9. — *Antenne losange apériodique et unidirectionnelle.*

Il faut remarquer qu'une telle antenne requiert un espace considérable.

Pour la bande d'amateur des 10 m, cela représente, pour chaque côté du losange, une longueur de 200 m. Ce qui donne une diagonale comprise entre 300 et 400 m. C'est pratiquement irréalisable par un amateur. Mais on peut cependant obtenir un gain de 10 dB sur la bande 10 m avec des côtés de 40 m ce qui ne nécessite qu'un espace de 70 à 80 m.

Cette antenne, outre son encombrement présente l'inconvénient de ne pouvoir émettre que dans une seule direction. Pour un station commerciale ayant à effectuer un trafic déterminé dans une direction fixe, elle sera parfaite ; mais pour un amateur, ayant des objectifs dans tous les azimuths elle perd beaucoup de son intérêt. On l'utilise cependant aux très hautes fréquences de l'ordre de 600 MHz car à ces fréquences des côtés de 3 m représentent 6 longueurs d'onde et l'antenne peut être rendue rotative.

La résistance terminale devra être non-inductive. On pourra employer des résistances agglomérées au carbone, dont la puissance sera la moitié de celle fournie par l'émetteur. Ainsi si l'émetteur délivre une puissance HF de 100 watts, on utilisera une résistance pouvant dissiper 50 watts. La figure VI-10 donne le meilleur moyen pratique d'effectuer la terminaison de l'antenne. Une valeur convenable est 800 Ω réalisée par la combinaison de deux résistances de 400 Ω en série.

Il faudra établir l'antenne losange sur un sol plat, dépourvu d'obstacles et s'arranger pour qu'aucun obstacle, bâtiment élevé, colline, ne se trouve dans la direction privilégiée de rayonnement de l'antenne.

Toutes les antennes V, losange, antennes longues ont le défaut de perdre un peu de leur énergie dans le sol, à cause de leur grand développement au-dessus de celui-ci et de la capacité qui en résulte. Pour minimiser cet effet il faudra placer l'antenne à une quinzaine de mètres de hauteur.

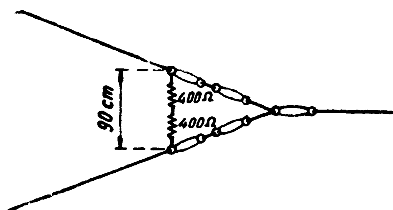


FIG. VI-10. — *Dessin donnant la façon de brancher les résistances terminales.*

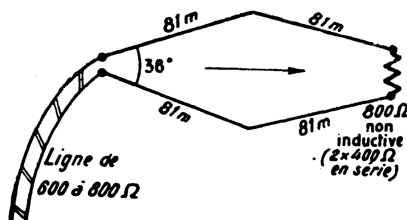


FIG. VI-11. — *Antenne pour bandes* 40, 20, 10 *m.*

Au chapitre IV traitant des réactions mutuelles d'antennes demi-ondes alimentées nous avons vu que ces combinaisons permettaient d'obtenir un accroissement de la directivité donc un gain par rapport à une demi-onde seule rayonnant la même puissance. Nous renvoyons nos lecteurs à ce chapitre pour la question du gain qu'on peut attendre des diverses combinaisons. Nous rappelons que quel que soit le nombre de demi-ondes alimentées la puissance rayonnée par l'ensemble est supposée être la même que celle que rayonnerait à elle seule la demi-onde de comparaison. Sans cela le terme de gain n'aurait pas de sens. Nous allons ici donner les moyens pratiques d'alimenter ces antennes en phase ou en opposition de phase.

Antennes se prolongeant ou colinéaires.

Deux demi-ondes successives sont normalement en opposition de phase. Pour les remettre en phase, il faut intercaler un système permettant de produire un décalage de 180° ; une demi-onde remplit très bien ce rôle ; pour ne pas qu'elle rayonne on la repliera sur elle-même, et elle affectera la forme d'une ligne fermée quart d'onde. On peut encore se représenter les deux antennes demi-ondes en phase avec leur quart d'onde de mise en phase comme une antenne $\frac{3\lambda}{2}$ dont on aurait replié la demi-onde centrale (fig. VI-12). La résistance de rayonnement de ce type d'antenne est à peu près égale à autant de fois celle d'une demi-onde qu'elle comporte elle-même de demi-ondes.

Une antenne colinéaire faite de 3 demi-ondes a une résistance de rayonnement voisine de trois fois 70 Ω soit 200 Ω environ.

S'il y a un nombre impair de $\frac{\lambda}{2}$ on alimentera au centre de la demi-onde centrale.

S'il y a un nombre pair de $\frac{\lambda}{2}$ on alimentera au milieu de l'antenne en prolongeant le quart d'onde central.

L'alimentation se fait alors en tension, à haute impédance.

On pourrait remplacer les quarts d'onde de déphasage par des circuits bouchons accordés sur la fréquence de résonance de l'antenne mais ce système oblige à protéger des intempéries la capacité et l'inductance constituant le circuit.

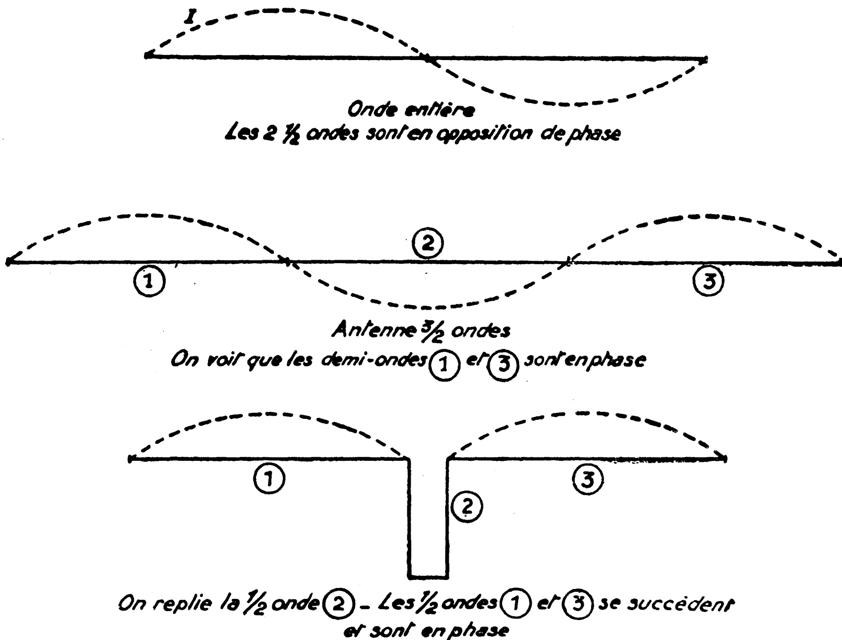


Fig. VI-12. — *Antenne onde entière, antenne trois demi-ondes et transformation de celle-ci.*

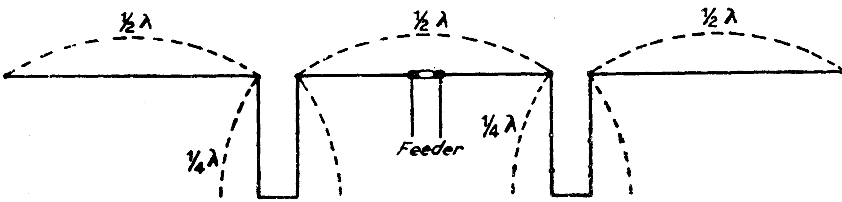


Fig. VI-13. — *Antenne trois demi-ondes en phase.*

On peut augmenter le gain en plaçant des réflecteurs derrière les demi-ondes.
Etant donné la haute impédance de ce système d'antennes, l'alimentation par ligne à fils parallèles sera tout indiquée.

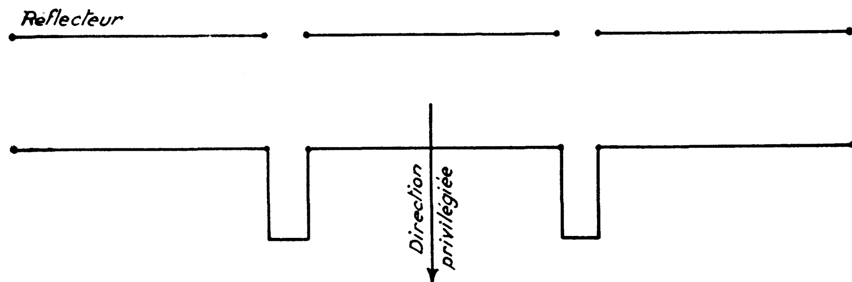


FIG. VI-14. — *Antenne trois demi-ondes en phase avec réflecteur.*

Antennes parallèles alimentées en phase

Dans le système précédent on ne pouvait profiter du gain maximum qu'il est possible d'obtenir d'antennes colinéaires car lorsque les demi-ondes sont éloignées les unes des autres, la mise en phase devient difficile à réaliser pratiquement alors qu'elle est simple lorsque les antennes sont rapprochées.

Dans le système d'antennes parallèles alimentées en phase le gain maximum a lieu pour une distance de 5/8 λ entre demi-ondes. Or, pour que la ligne reliant ces antennes ne présente pas de réactance, il faudra que sa longueur soit égale à un multiple de $\frac{\lambda}{2}$.

Pour que la ligne soit tendue on utilise souvent une distance voisine de $\frac{\lambda}{2}$ entre antennes, on perd un peu de gain mais la mise en phase est aisée. Pour un écart voisin de λ entre antennes, le gain est plus faible que pour l'écart de $\frac{\lambda}{2}$ et le système est plus encombrant.

Cependant on peut profiter du facteur de raccourcissement de certains types de ligne pour faire coïncider l'écart donnant le gain maximum avec une longueur de ligne multiple de $\frac{\lambda}{2}$. Le câble co-axial a une longueur réelle de 0,65 λ pour une longueur électrique de λ. Or cette longueur de 0,65 λ entre antennes est celle qui donne le gain maximum. La mise en phase est donc ainsi réalisée au mieux.

On utilise cependant plus fréquemment des lignes à fils parallèles à cause de leurs faibles pertes et l'écartement de $\frac{\lambda}{2}$ entre antennes est le plus généralement

employé ; cependant il ne serait pas impossible de porter l'écartement à 5/8 λ pour profiter du gain maximum et de faire la liaison par une ligne onde entière qui serait courbée pour compenser la différence entre la longueur de la ligne et l'écartement entre antennes.

Les figures VI-15 et IV-16 montrent l'alimentation de deux demi-ondes en leur centre. Dans la figure VI-15 le feeder est branché au centre de la ligne

Dans la figure VI-16 il est branché à l'une des extrémités de la ligne.

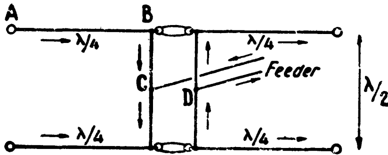


Fig. VI-15. — *Mise en phase de deux éléments demi-onde par la réunion de leurs centres. Alimentation au centre de la ligne.*

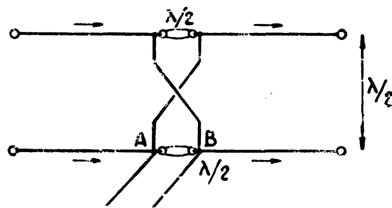


Fig. VI-16. — *Mise en phase de deux demi-ondes par une ligne croisée, l'alimentation se faisant à l'extrémité de la ligne.*

Dans la figure VI-16 la ligne est croisée, ceci est nécessaire car la ligne demi-onde amène un déphasage de 180° dans l'antenne supérieure qui n'existe pas pour l'antenne inférieure. Pour qu'elles soient alimentées en phase on produit un deuxième déphasage de 180° par le croisement des fils de la ligne. On sait que dans les deux conducteurs d'une ligne, courants et tensions sont en opposition de phase.

Impédance au point d'attache du feeder d'alimentation

L'impédance au point d'alimentation pour deux antennes demi-ondes est de l'ordre de 60 Ω.

Lorsqu'on utilise plusieurs demi-ondes la résistance de rayonnement est un peu plus élevée dans les demi-ondes extérieures que dans les demi-ondes intérieures.

Pour 4 demi-ondes par exemple elle sera voisine de 55 Ω pour les 2 demi-ondes extérieures et de l'ordre de 50 Ω pour les 2 demi-ondes intérieures. Pour un grand nombre de demi-ondes elle peut descendre au voisinage de 40 Ω.

Dans la figure VI-17 l'alimentation se fait au centre de la ligne. Les deux moitiés de ligne agissent comme deux quarts d'onde adaptateurs d'impédance. L'antenne supérieure dont la résistance de rayonnement est 60 Ω est vue en CD comme une impédance égale à $\frac{Z_c^2}{60}$.

Z_c étant l'impédance caractéristique de la ligne de mise en phase.

L'antenne inférieure sera vue en CD comme une impédance égale elle aussi à

$$\frac{Z_c^2}{60}.$$

Du fait de la mise en parallèle de ces deux impédances, l'impédance résultante en CD sera

$$\frac{1}{2}\,\frac{Z_e^2}{60}$$

Si Z_e fait 600 Ω, l'impédance en CD sera

$$\frac{1}{2}\,\frac{600^2}{60} = 3\,000\ \Omega$$

Pour qu'elle corresponde à un feeder courant, par exemple 600 Ω, (deux fils **espacés de 75 fois leur diamètre) il faudrait que Z_e soit égal à 268 Ω ce qui conduit à une ligne faite de deux fils espacés de cinq fois leur diamètre.**

Il faut noter qu'une ligne à fils parallèles a un facteur de réduction de 0,95 à 0,98 suivant la petitesse des conducteurs (voir tableau II-4) ; aussi, l'écartement entre antennes devra-t-il être légèrement inférieur à $\frac{\lambda}{2}$ pour que la ligne qui les joint ait une longueur électrique correcte. Cette légère diminution de l'écart entre antennes affecte très peu le gain.

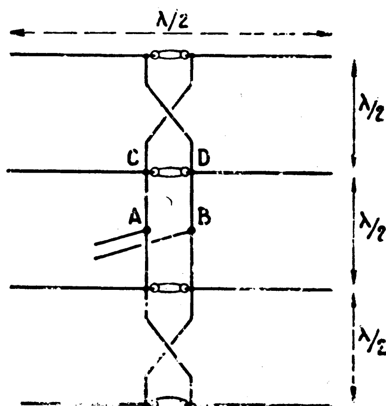


Fig. VI-17.

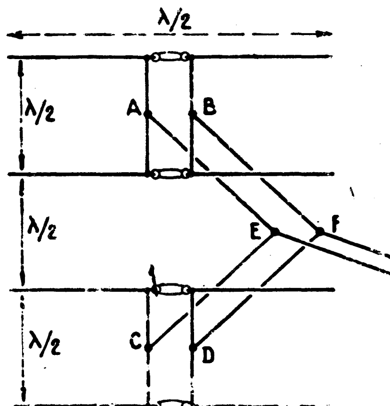


Fig. VI-18.

Si on utilise quatre antennes on a le choix entre le système d'alimentation de la figure VI-17 et celui de la figure VI-18.

Dans la figure VI-17, l'impédance en CD est de l'ordre de 50 Ω.

En AB l'impédance est $\frac{1}{2}\,\frac{Z_e^2}{50}$ **soit** $\frac{Z_e^2}{100}$.

Dans la figure VI-18 l'impédance en AB ou en CD est à peu près $\frac{Z_e'^2}{100}$.

Si AE fait 3/4 λ la ligne AE d'impédance Z_e' agira comme transformateur d'impédance et l'impédance en EF sera

$$Z_{et} = \frac{1}{2}\,\frac{Z_e'^2}{\frac{Z_e^2}{100}} = 50\,\frac{Z_e'^2}{Z_e^2}. \qquad \text{Si } Z_e' = Z_e,\ Z_{et} = 50\ \Omega.$$

L'alimentation de la figure VI-18 est la plus communément employée et elle donne une impédance de l'ordre de grandeur de celle des feeders courants.

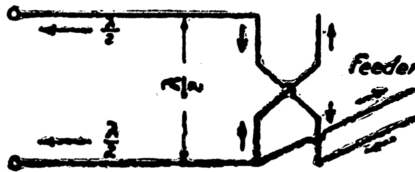


Fig. VI-19. — *Mise en phase de deux éléments demi-onde alimentés en bout.*

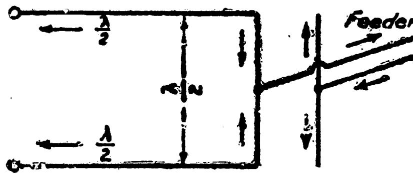


Fig. VI-20. — *Mise en phase de deux éléments demi-onde alimentés au centre.*

On peut cependant alimenter les antennes en tension à l'extrémité mais l'impédance à l'extrémité d'une antenne est mal définie et difficile à chiffrer aussi l'adaptation correcte ne peut se faire que par tâtonnements.

Cette disposition est commode pour l'alimentation centrale d'antennes onde entière en phase (fig. VI-19-20-21).

Antennes parallèles alimentées en opposition de phase

Le gain en a été donné au chapitre IV, le gain optimum est obtenu pour une distance entre antennes de 1/8 λ. Le gain diminue de moitié pour une distance de $\frac{\lambda}{2}$ mais la résistance de rayonnement augmente considérablement. Les

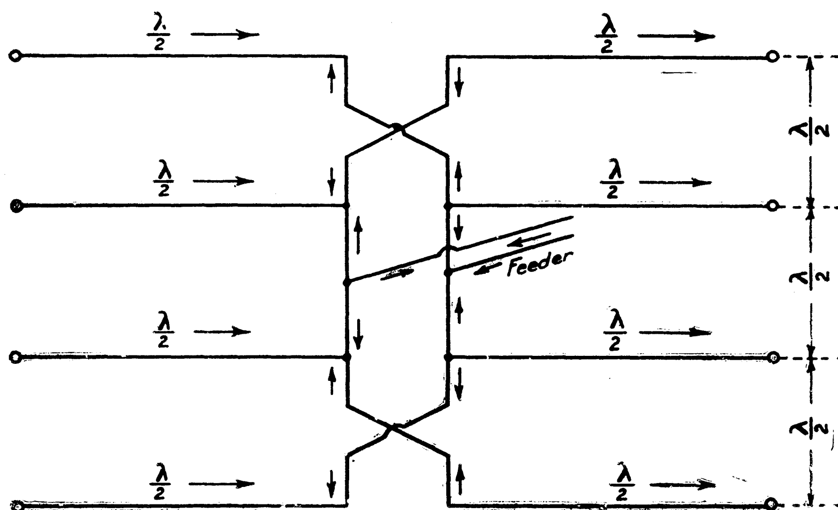


Fig. VI-21. — Antennes ondes entières alimentées en phase par le centre.

figures VI-22 à VI-25 montrent le système de mise en opposition de phase. Ce système est exactement l'inverse de celui qu'on utilisait pour la mise en phase : ligne croisée pour alimentation au centre de la ligne, ligne non croisée pour alimentation à l'extrémité de la ligne. Il est d'une mise au point très critique car la résistance de rayonnement est très faible lorsque le gain est appréciable et l'alimentation en est rendue difficile.

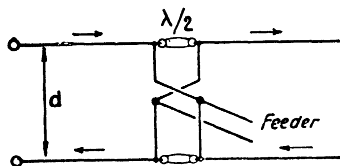


Fig. VI-22. — Deux demi-ondes alimentées en opposition de phase au centre de la ligne.

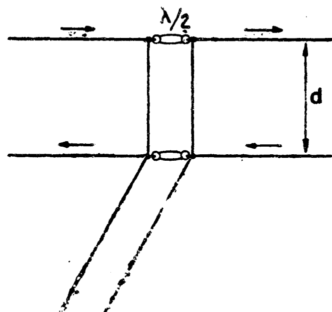


Fig. VI-23. — Deux demi-ondes alimentées en opposition de phase en bout de ligne.

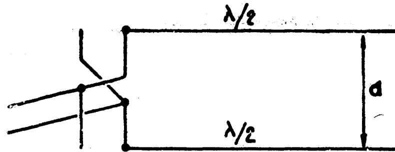


FIG. VI-24. — *Deux demi-ondes alimentées en opposition de phase. La ligne est à l'extrémité des demi-ondes.*

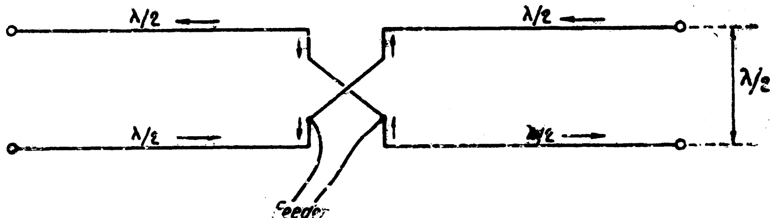


FIG. VI-25. — *Mise en opposition de phase de deux groupes formés chacun de deux demi-ondes en phase.*

Antennes à éléments parasites

Lorsque plusieurs antennes parallèles, toutes alimentées, sont combinées pour conjuguer leurs effets un gain substantiel est obtenu mais les difficultés de mise en phase ou en opposition de phase compliquent singulièrement la construction de ces systèmes d'antennes. On a donc pensé à alimenter seulement une des antennes et à utiliser le rayonnement de cette antenne pour alimenter les autres. Lorsque les antennes sont très rapprochées le courant induit par l'antenne alimentée dans les antennes qui ne le sont pas, est important ; ces autres antennes vont rayonner à leur tour, réagir sur l'antenne alimentée et combiner leur rayonnement propre avec celle de l'antenne alimentée.

On peut produire un effet directif donc un gain en combinant les rayonnements de ces différentes antennes pour qu'ils s'ajoutent dans la direction désirée et qu'ils se retranchent dans une autre.

Prenons le cas de deux antennes seulement et supposons les être des demi-ondes.

La première, celle qui est alimentée sera appelée *dipôle,* la deuxième qui emprunte son énergie au dipôle sera appelée : *parasite.*

On conçoit que le parasite ne peut capter toute l'énergie émise par le dipôle, il n'aura donc pas la même influence que lui, l'effet produit par l'ensemble sera dissymétrique. D'autre part comme le parasite reçoit son énergie du dipôle, celle-ci lui arrive avec un certain retard, il y a différence de phase entre les courants dans le dipôle et dans le parasite et cette différence dépend de la distance séparant

les deux éléments et aussi de la longueur du parasite. Il est facile d'imaginer qu'un parasite en résonance sur la fréquence de l'énergie émise par le dipôle, absorbera plus d'énergie qu'un parasite désaccordé. D'autre part, plus le parasite sera près du dipôle, plus il captera d'énergie ; cependant on constate qu'il y a un réglage de la distance dipole parasite et une longueur d'éléments qui donnent le maximum de gain.

Gain en fonction de la distance entre éléments

La figure VI-26 montre comment varie le gain avec la variation de la distance dipôle-parasite et l'influence de cette distance sur la résistance de rayonnement. Le parasite est supposé en résonance c'est-à-dire avec un courant maximum en son centre.

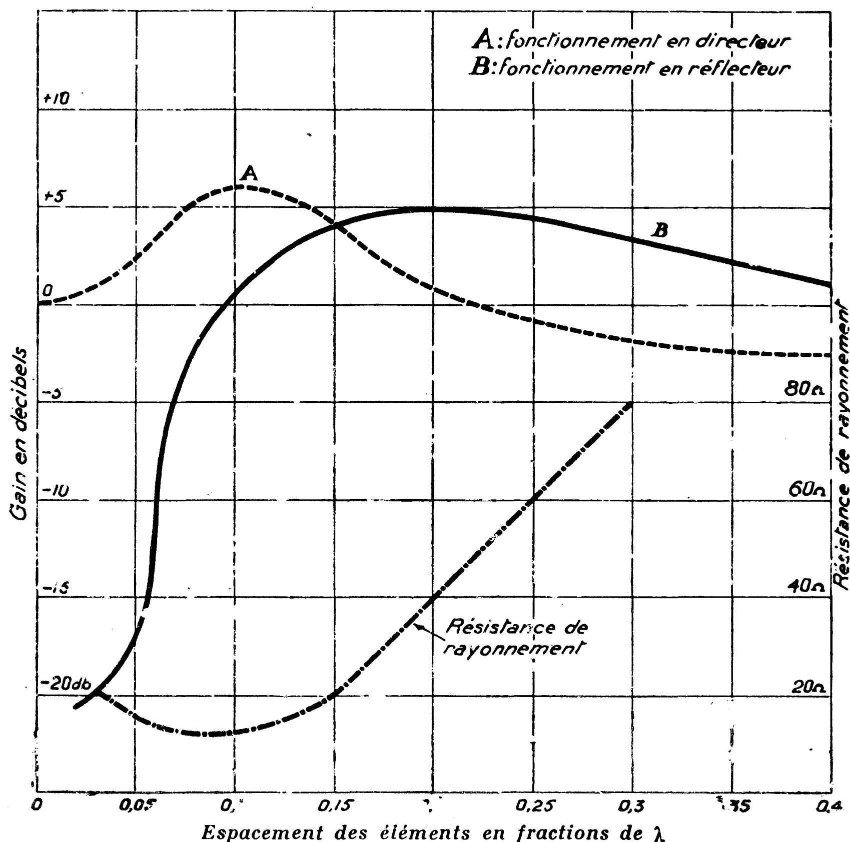


FIG. VI-26. — *Fonctionnement de l'antenne à élément parasite. Le dipôle et le parasite ont la même longueur.*

Fonctionnement du parasite en réflecteur ou directeur

On constate que entre 0,5 λ et 0,15 λ la direction privilégiée est celle qui est opposée au parasite, c'est la direction parasite-dipôle qui est avantagée, on dit que le parasite fonctionne en réflecteur, c'est-à-dire qu'il intercepte le rayonnement du dipôle pour le retourner vers ce dernier, à la manière d'un miroir qui réfléchit des rayons lumineux.

Pour une distance dipôle parasite de 0,15 λ le rayonnement est bidirectionnel. Le rayonnement est le même dans le sens dipôle-parasite que dans le sens parasite-dipôle.

Si on rapproche les éléments à moins de 0,15 λ le rayonnement est avantagé dans le sens dipôle-parasite. On dit alors que le parasite fonctionne en directeur.

Lorsque le parasite fonctionne en réflecteur le gain maximum atteint 5 dB pour une distance dipôle-parasite égale à 0,2 λ. On voit que cette distance n'est pas critique et qu'entre 0,15 λ et 0,25 λ le gain diminue peu. Pour 0,25 λ la résistance de rayonnement du dipôle est à peu près la même que si le dipôle était seul. Le rapport gain avant-gain arrière est de l'ordre de 5 dB le rayonnement arrière étant inférieur de 1 db à celui du dipôle seul (courbe A).

Lorsque le parasite fonctionne en directeur, le gain maximum a lieu pour une distance dipôle-parasite de 0,1 λ. Il atteint presque 6 dB. Le gain arrière (courbe B)

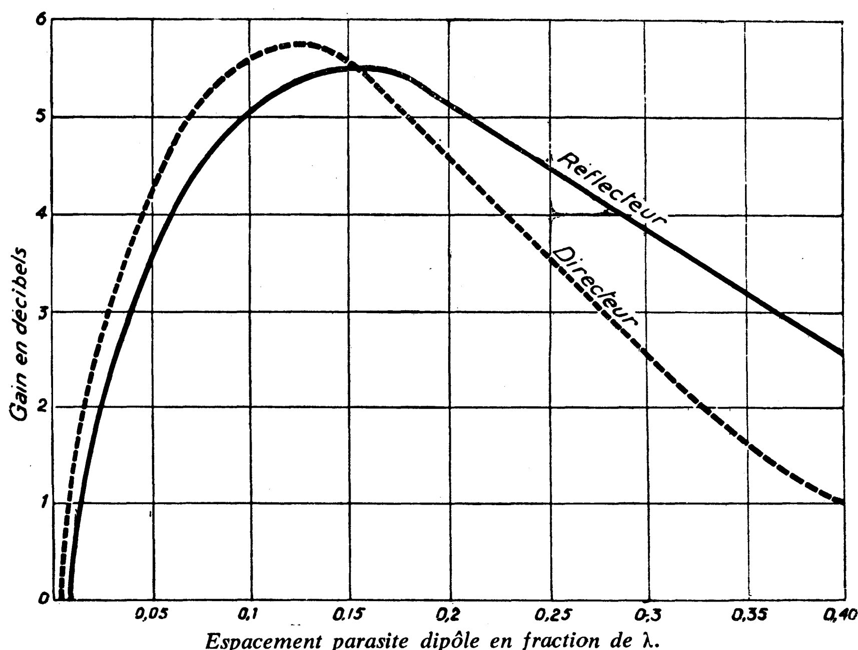


FIG. VI-27. — *Gain de l'antenne à élément parasite. La longueur du parasite est ajustée a chaque changement de distance au dipôle pour obtenir le gain maximum.*

est un peu supérieur à celui d'une demi-onde seule. Le rapport gain avant-gain arrière vaut 5 dB environ. La résistance de rayonnement est très faible, elle est de l'ordre de 13 Ω. Le meilleur rapport gain avant-gain arrière est obtenu pour un écart dipôle-parasite égal à 0,05 λ, il atteint 20 dB, mais le gain avant tombe à 2,5 dB et la résistance de rayonnement est faible, voisine de 17 Ω. Pour alimenter cette antenne, il faudra utiliser un adaptateur d'impédance qui remonte la faible résistance de rayonnement à une valeur compatible avec l'impédance des feeders courants.

D'autre part la résistance ohmique devra être rendue aussi faible que possible pour que le rendement de l'antenne soit satisfaisant.

Si au lieu de laisser le parasite en résonance, on le désaccorde pour obtenir le gain maximum, ont obtient les courbes de la figure VI-27, leur interprétation est facile et nous en laissons le soin aux lecteurs. Le gain maximum pour un réflecteur est obtenu quand celui-ci est plus long que le dipôle de 5 % environ, et le meilleur gain en directeur est obtenu quand celui-ci est environ 5 % plus court que le dipôle.

Lorsque l'élément parasite n'est plus en résonance, il présente une certaine réactance, inductive s'il est trop long, capacitive s'il est trop court (voir chapitre II). Pour une distance dipôle parasite égale à 0,1 λ la figure VI-28 donne en fonction de la réactance du parasite, c'est-à-dire de sa longueur, les courants dans le dipôle I_d et dans le parasite I_p résistance de rayonnement du dipôle, le gain du parasite en directeur et son gain en réflecteur.

Ces courbes ont été tracées en alimentant l'antenne à deux éléments par la puissance qui donne un courant de 1 ampère dans une demi-onde seule, soit 73 watts (si l'on suppose la demi-onde isolée dans l'espace). Ainsi la valeur du courant dans le dipôle exprime en même temps le rapport entre ce courant et celui qui existerait dans la demi-onde seule alimentée avec la même puissance..

On constate que le gain maximum en directeur a lieu pour une réactance capacitive c'est-à-dire un parasite plus court que le dipôle, et que le gain maximum en réflecteur a lieu pour une réactance inductive correspondant à un parasite plus long que le dipôle.

Le gain maximum obtenu par un parasite fonctionnant en directeur n'a pas lieu pour un maximum de courant dans le parasite. Les courants maxima dans le parasite et le dipôle coïncident avec un gain égal en directeur et réflecteur et un déphasage de 180° des courants dans le parasite et le dipôle. C'est le fonctionnement examiné au chapitre IX de deux antennes alimentées en opposition de phase, à la différence près, que le parasite n'est pas directement alimenté. C'est également pour ce réglage que la résistance de rayonnement est minimum.

Nous précisons que le dipôle est toujours maintenu en résonance ce qui se traduit par un courant maximum au centre. Le réglage du parasite désaccordant le dipôle, il faut refaire l'accord de celui-ci chaque fois que la longueur du parasite est modifiée. Cependant il ne faut pas confondre le maximum du courant dans le dipôle, obtenu en réglant le dipôle pour une certaine longueur du parasite, avec le maximum de courant qu'il est possible d'obtenir dans le dipôle par un certain réglage du parasite, maximum qui a lieu nous l'avons vu pour un déphasage de 180° entre courants dans le dipôle et le parasite.

Ainsi pour le meilleur gain obtenu avec le parasite en directeur, le courant maximum dans le dipôle est 2,4 ampères (fig. VI-28) alors que le maximum de courant qu'il soit possible d'obtenir dans le dipôle est 2,6 ampères.

Le réglage des deux courants en opposition de phase est facile à trouver ; il pourra être recherché comme point de départ ; partant de là on pourra trouver le réglage donnant le gain maximum en raccourcissant progressivement le parasite,

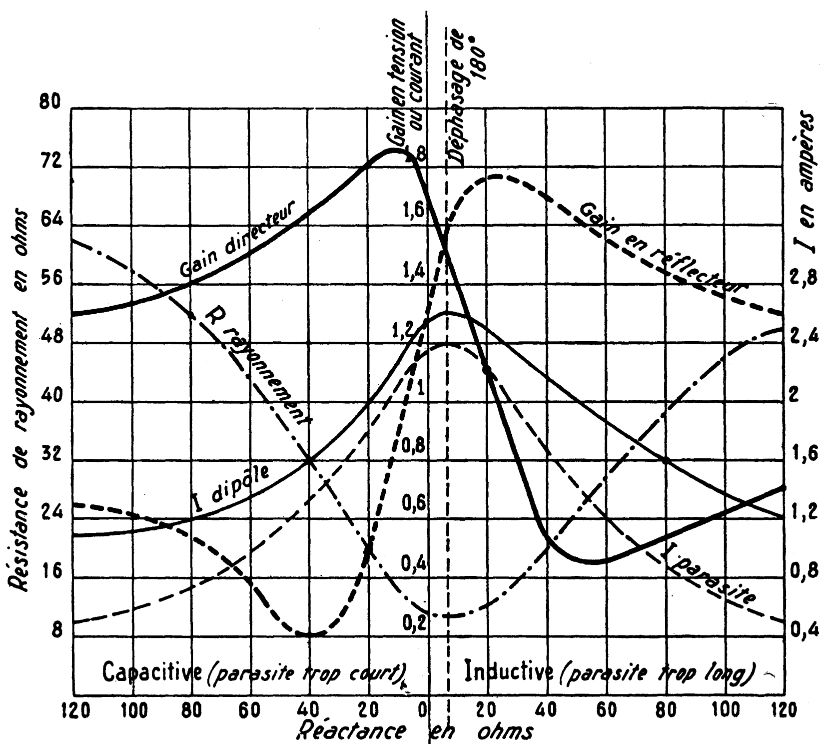


FIG. VI-28. — *Courbes donnant, en fonction de la réactance, qui dépend de la longueur du parasite, la résistance de rayonnement, les courants dans le dipôle et le parasite, le gain du parasite en directeur et en réflecteur. L'antenne était alimentée par une puissance de* 100 *W et les éléments espacés de* 0,1 λ.

le dipôle étant simultanément maintenu en résonance. Il correspondra à une diminution de courant dans le dipôle dans le rapport $\frac{2,4}{2,6}$.

Le réglage au contrôleur de champ dont il sera parlé ultérieurement permettra de vérifier si l'ajustement des éléments est correct.

Il ne faudra pas oublier que les courbes de la figure VI-28 ont été tracées pour une antenne comportant un *seul* parasite et pour un écart de *0,1* λ entre dipôle et parasite.

Action du parasite sur la résonance du dipole

Si on ajuste la longueur d'un dipôle pour qu'il résonne sur une certaine fréquence, on constate que le fait de placer à proximité un élément parasite modifie cette fréquence de résonance.

Un élément parasite plus court que le dipôle, donc fonctionnant en directeur, augmente la fréquence de résonance ; il faut donc, pour conserver l'accord sur la fréquence primitive, rallonger le dipôle.

Un élément parasite, plus long que le dipôle, donc fonctionnant en réflecteur, produit l'effet contraire, c'est-à-dire désaccorde le dipôle dans le sens des fréquences plus basses. Il faut donc, pour compenser son effet, raccourcir le dipôle. On imagine sans peine que si on utilise un directeur et un réflecteur en même temps, leurs effets peuvent se compenser. On constate pratiquement que l'effet d'un directeur à 0,1 λ est compensé par l'effet d'un réflecteur à 0,2 λ.

Bien entendu, l'effet procuré par un directeur ou un réflecteur dépend de la longueur de ces éléments, c'est-à-dire de leur accord.

Ainsi, suivant l'accord du directeur, la longueur du dipôle sera comprise entre

$$\frac{14\,325}{F}\ \text{cm et}\ \frac{15\,248}{F}$$

ceci pour un directeur à 0,1 λ (sans réflecteur). Pour un réflecteur à 0,2 λ, la longueur du dipôle variera entre

$$\frac{14\,325}{F}\ \text{et}\ \frac{13\,868}{F}\ \text{(sans directeur)}$$

Une bonne valeur pour la longueur du réflecteur est 1,05 fois la longueur du dipôle et, pour la longueur du directeur, 0,96 fois la longueur du dipôle. Ceci est valable pour des éléments dont le rapport longueur sur diamètre est de l'ordre de 300 à 400 (diamètre de 15 mm environ pour un tube de 5 m de longueur).

Réalisation d'antennes à éléments parasites pour les différentes bandes d'amateurs

Les antennes directives à éléments parasites et pouvant être orientées sont très intéressantes pour l'émission d'amateur car elles permettent d'obtenir avec les faibles puissances autorisées, dans toutes les directions, des résultats équivalents à ceux qu'il serait possible d'obtenir avec des antennes longues unifilaires classiques dans leur direction de rayonnement optimum. On peut utiliser plusieurs éléments combinés avec le dipôle, un réflecteur et un directeur par exemple. On obtient une antenne à trois éléments.

Il est courant, au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence de travail, de voir se multiplier le nombre des éléments parasites. Jusqu'à 28 MHz, 4 à 5 éléments seront un maximum, sur 144 et 432 MHz, on pourra monter jusqu'à 10 ou 20. La raison de cette augmentation d'éléments avec la fréquence tient seulement aux possibilités de réalisation pratique. Le tableau ci-dessous donne les longueurs approximatives des éléments d'antennes suivant le nombre de parasites et leur écartement, ainsi que la résistance de rayonnement correspondante. Les éléments qui influencent le plus le gain sont le premier directeur (le plus près du dipôle) et le réflecteur ; les autres directeurs étant de plus en plus éloignés du dipôle n'agissent que peu sur lui. La résistance de rayonnement et le gain variant avec l'accord du dipôle et des différents parasites ont des valeurs très variables et les chiffres du tableau sont ceux qui ont été observés en moyenne avec les longueurs d'éléments correspondants.

Tableau donnant la longueur des éléments, le gain, la résistance de rayonnement pour différents types d'antennes à éléments parasites

Type d'antenne	Distance entre éléments	Longueur du réflecteur	Longueur du dipôle	Longueur du 1er directeur	Longueur du 2e directeur	Longueur du 3e directeur	Gain en db dB	Résistance de rayonnement Ω
A + R	0,15 λ	$\frac{150}{f}$	$\frac{141}{f}$				5	30
A + D	0,1 λ		$\frac{147}{f}$	$\frac{139}{f}$			5,5	15
RAD	0,2 R ; 0,1 D	$\frac{153}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{136}{f}$			7	20
RAD	0,25	$\frac{151}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{137}{f}$			8	50
RA2D	0,2	$\frac{150}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{135}{f}$	$\frac{134}{f}$		9	13
RA3D	0,2	$\frac{150}{f}$	$\frac{143}{f}$	$\frac{135}{f}$	$\frac{134}{f}$	$\frac{132,5}{f}$	10	10

A : dipôle. — R : réflecteur. — D : directeur. — 0,2 R: réflecteur à 0,2 λ
RA3D : antennes comportant 1 réflecteur, 1 dipôle et 3 directeurs

Une antenne 5 éléments RA3D avec 0,15 R, 0,1 D a une résistance de rayonnement avoisinant 5 Ω, aussi préfère-t-on, quand la réalisation pratique est possible, écarter les éléments à 0,2 λ ; le gain augmente légèrement et la résistance de rayonnement atteint 10 Ω.

Si on rapproche le premier directeur à moins de 0,1 λ du dipôle, la résistance de rayonnement remonte mais le gain diminue (fig. VI-26).

En étudiant la figure VI-26 nous avons parlé du rapport gain avant-gain arrière ; celui-ci augmente avec le nombre des éléments, mais il n'est pas maximum en même temps que le gain avant. Si, pour une raison ou pour une autre, on a besoin que ce rapport soit le plus grand possible, on sacrifiera un peu du gain avant et on règlera les éléments pour obtenir ce résultat.

Pour régler les antennes à éléments parasites on placera un dipôle récepteur, relié à un contrôleur de champ à une distance de plusieurs λ de l'antenne à régler et parallèlement aux éléments de celle-ci. Si on cherche le gain avant maximum, on ajustera la longueur du dipôle et des parasites pour avoir le maximum de déviation du contrôleur de champ ; ceci est cependant plus facile à dire qu'à faire ; en effet, le réglage d'un élément réagissant sur celui des autres, il faudra vérifier le réglage de chacun quand l'un d'eux aura été modifié ; le réglage des éléments réagit encore sur la résistance de rayonnement et pour que les indications du contrôleur de champ signifient quelque chose, il faut que l'antenne absorbe toujours la même puissance, ce qui obligera à retoucher les systèmes d'adaptation au feeder ou de couplage à l'émetteur.

Si on cherche un rapport gain avant-gain arrière maximum, on fera faire un demi-tour à l'antenne (si elle est orientable, sinon on transportera la partie réceptrice à l'arrière de l'antenne) et on s'arrangera pour que le rayonnement produit à l'arrière soit minimum tout en conservant le plus possible de gain avant. Ces antennes subissent très peu l'influence au sol et on peut correctement les ajuster si elles sont à plus d'un quart d'onde au-dessus du sol.

Cette possibilité met les réglages à portée de l'opérateur. Bien entendu, il ne faudra pas effectuer ces réglages dans une cour entourée de bâtiments, car la présence d'obstacles rapprochés aussi bien à l'avant qu'à l'arrière perturbe le fonctionnement des antennes directives. Il faudra choisir un endroit dégagé.

Les antennes à éléments parasites, lorsqu'elles sont réglées au maximum de gain avec des éléments très rapprochés, ont une très faible résistance de rayonnement et sont très sélectives, le réglage est critique et le gain de l'antenne diminue considérablement dès qu'on s'écarte de la fréquence pour laquelle les réglages ont été faits. Pour éviter ces inconvénients, on préfère sacrifier au besoin un peu de gain en écartant les éléments, ou en les désaccordant légèrement, la résistance de rayonnement augmente et par suite le rendement, si bien que l'antenne ainsi réglée peut fonctionner sur une bande de fréquence plus large, être plus facilement réglée et alimentée, et avoir, tout compte fait, un meilleur rendement global.

A titre d'indication, pour des antennes à 3 éléments :

pour R 0,15 A, D 0,1 on a G = 9 dB ; R*r* = 9 Ω
pour R 0,2, A, D 0,1 on a G = 7 dB ; R*r* = 20 Ω
pour R 0,2, A, D 0,2 on a G = 9 dB ; R*r* = 18 Ω
pour R 0,25 A, D 0,25 on a G = 8 dB ; R*r* = 50 Ω

Les réglages des longueurs d'éléments n'étaient pas les mêmes dans les différents cas. Ceci montre qu'il y a une infinité de réglages possibles et que malgré les apparences, les résultats obtenus ne sont pas contradictoires.

On peut rendre l'antenne moins sélective en utilisant des éléments de diamètre plus élevé ou un dipôle à éléments multiples (trombone à deux ou plusieurs éléments).

Pour régler la longueur des éléments, plusieurs systèmes sont employés : des tubes télescopiques ou un court-circuit central (fig. VI-29 et 30).

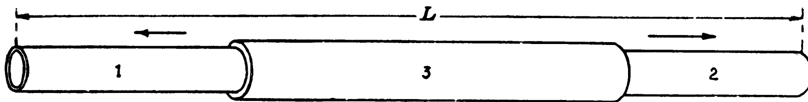


Fig. VI-29. — *Réglage par tubes télescopiques. On fait coulisser les tubes 1 et 2 de quantités égales à l'intérieur du tube 3.*

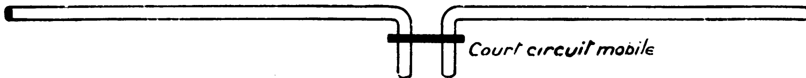


Fig. VI-30. — *Réglage par court-circuit central.*

L'alimentation des antennes à éléments parasites pose un problème assez ardu à résoudre, à cause de leur faible résistance de rayonnement. Le problème se complique encore par le fait que souvent ces antennes sont rotatives et que le système d'alimentation ne doit ni gêner la rotation ni être perturbé par la rotation.

La ligne co-axiale est celle qui se prête le mieux à la rotation mais l'impédance de ce genre de lignes est au minimum de 50 Ω et le plus généralement 75 Ω (cette dernière valeur n'a pas été choisie comme on pourrait le supposer parce qu'elle correspond à peu de chose près à la résistance de rayonnement d'une demi-onde isolée dans l'espace, mais c'est celle qui correspond au rapport des diamètres des conducteurs extérieur et intérieur assurant l'affaiblissement minimum).

La résistance de rayonnement d'une antenne à 3 éléments varie entre 10 et 20 Ω suivant les écarts entre éléments et leur longueur, pour les modèles les plus compacts. Il faut donc utiliser un système adaptateur d'impédance. Le système le plus séduisant est certainement l'utilisation du dipôle en trombone. Le trombone à 2 ou 3 conducteurs permet d'obtenir n'importe quel facteur multiplicateur d'impédance entre 1 et 30, donc d'adapter, à peu près toutes les basses impédances à celles des feeders courants.

Ainsi, pour adapter l'antenne n° 6 à 5 éléments du tableau à un co-axial 75 Ω il faut un trombone ayant un facteur multiplicateur de 7,5. Il faudra utiliser deux conducteurs dont le rapport des diamètres soit 4 et l'écartement 3 fois le diamètre du plus gros.

Deux conducteurs : un tube de 20 mm de diamètre et un conducteur plein de 5 mm de diamètre, espacés de 6 cm d'axe en axe résoudraient le problème.

Cependant, l'attaque d'un dipôle symétrique par un câble co-axial dissymétrique ne donne pas des résultats très satisfaisants surtout pour les ondes très courtes et un adaptateur symétrique-asymétrique est à peu près indispensable, surtout pour une antenne d'émission.

On peut également employer comme feeder une ligne à fils parallèles, par exemple du twin-lead 300 Ω. Il faudra alors utiliser un dipôle à plus grand nombre d'éléments pour obtenir l'adaptation.

Pour l'antenne à 5 éléments il faudrait un facteur multiplicateur de 30 (avec un facteur de 25, le ROS serait très faible) il pourrait être réalisé à l'aide d'un trombone à 3 conducteurs.

Avec deux tubes de 20 mm de diamètre encadrant un tube de 10, l'écart entre tubes étant 8 cm d'axe en axe, on réaliserait le trombone convenable.

D'autres systèmes sont employés : l'adaptation en T pour câble symétrique et l'adaptation en gamma pour câble asymétrique (co-axial).

Les figures VI-31, VI-32 et VI-33 montrent la réalisation pratique de ces différents systèmes. Le réglage se fait, pour obtenir un rapport d'ondes stationnaires minimum, en déplaçant des entretoises coulissantes.

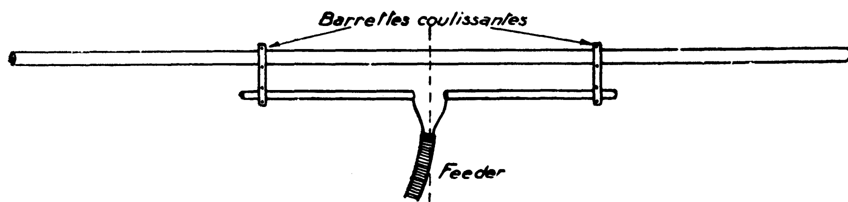


Fig. VI-31. — *Système d'adaptation en T d'une antenne à plusieurs éléments.*

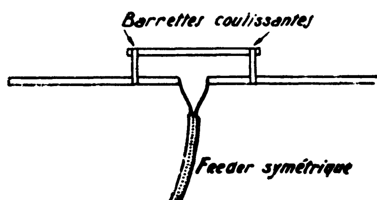


Fig. VI-32. — *Variante de l'adaptation en T (le dipôle est ouvert au centre).*

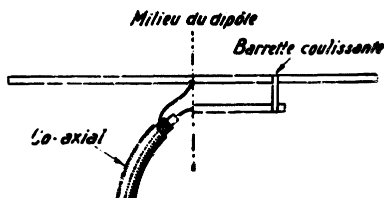


Fig. VI-33. — *Adaptation en gamma.*

La variation d'impédance se fait en jouant sur l'écartement des entretoises, sur la distance entre dipôle et tube d'adaptation, sur le rapport des diamètres des tubes du dipôle et du système d'adaptation.

Si les tubes du dipôle et de l'adaptation en T ont le même diamètre, le facteur multiplicateur est 4 lorsque le tube d'adaptation a une longueur égale à celle du dipôle puisqu'on a alors affaire à un trombone à conducteurs de même diamètre. Si les deux barrettes se touchent, l'impédance est nulle. Or l'expérience montre qu'on peut adapter un feeder 300 Ω à une antenne ayant une faible résistance de rayonnement lorsque les barrettes se trouvent distantes d'environ $\frac{\lambda}{8}$, les deux tubes étant séparés par une distance de 5 cm.

Le facteur multiplicateur du T passe donc par un maximum qui peut être insuffisant si l'on veut adapter une ligne de Z_c 600 Ω à une antenne de faible R_r. On pourra être alors obligé d'utiliser en plus du T un quart d'onde d'adaptation pour remonter encore l'impédance, par exemple un quart d'onde de ligne twin-lead dont la longueur pratique sera de $0{,}82 \frac{\lambda}{4}$. Si la ligne a une Z_c de 600 Ω et le twin-lead une Z_c de 300 Ω, l'impédance au point de jonction du T sera $\frac{300^2}{600} = 150$ Ω ; cette impédance pourra être obtenue par un ajustement correct des barrettes mobiles du T.

Le T et le gamma permettent d'utiliser un dipole d'une seule pièce et de mettre son centre à la masse. De plus en plus, les antennes directives et rotatives à éléments parasites, ont le centre de leurs éléments à la masse du support transversal. Lorsque l'antenne est attaquée par un feeder symétrique, ou son équivavalent le gamma avec coaxial, cette mise à la masse est sans importance ; mais, si on attaque un dipôle symétrique par un câble coaxial sans interposition d'un système symétrique-assymétrique, l'expérience nous a montré qu'il était préférable d'isoler le dipôle. Même si le dipôle est isolé, l'utilisation d'un coaxial n'est pas à conseiller car le conducteur extérieur d'un coaxial doit rester neutre et être connecté à un point froid (tension HF nulle).

Un système de couplage qui se prête bien à la rotation est réalisé à l'aide de deux spires couplées inductivement, dont l'une est fixée et dont l'autre tourne avec l'antenne (fig VI-34).

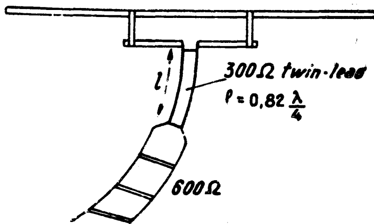


Fig. VI-33 bis.

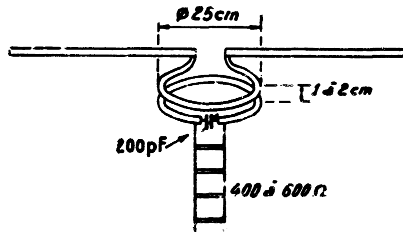


Fig. VI-34. — *Couplage par spires au niveau du dipôle.*

La seconde pourra être placée au bas de la partie pivotante et reliée à l'antenne par une ligne en twin-lead, mais il faudra prendre soin auparavant d'adapter le twin-lead à l'antenne par un des systèmes précédents.

On peut aussi l'intercaler au centre du dipôle, le système de la figure VI-34 a l'avantage de permettre une rotation continue de l'antenne et c'est surtout là que réside son intérêt (fig. VI-35).

Un autotransformateur peut également être utilisé comme multiplicateur d'impédance. On règlera les prises de la bobine raccordées aux deux moitiés du dipôle pour un R O S minimum (fig. VI-36).

Si on veut utiliser du câble coaxial, un dipôle symétrique ou un T, on utilisera deux câbles parallèles, les conducteurs intérieurs étant connectés aux deux moitiés

du dipôle ou du T et les conducteurs extérieurs réunis ensemble et mis à la masse. L'impédance du câble double, ainsi constitué, est le double de celle d'un seul câble (fig. VI-37).

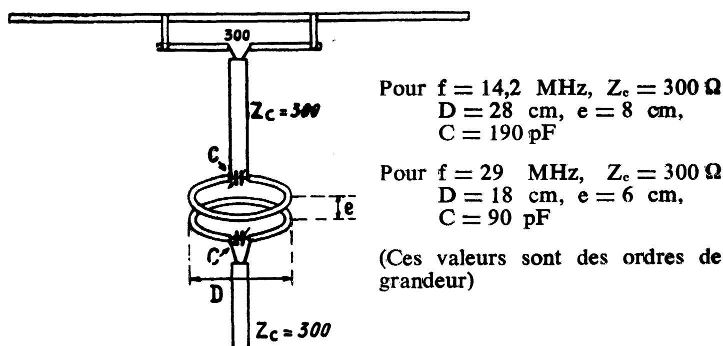


FIG. VI-35. — *Couplage par spires au bas de la partie rotative.*

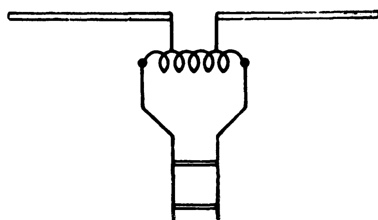


FIG. VI-36. — *Couplage par auto-transformateur servant à l'adaptation d'impédance.*

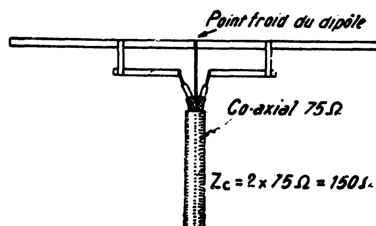


FIG. VI-37. — *Descente symétrique par deux câbles coaxiaux.*

Dans les figures VI-31 à VI-37, les éléments parasites n'ont pas été représentés.

Ce système est certainement le meilleur car le câble co-axial a des avantages indéniables. Il ne rayonne pas lorsque le conducteur extérieur est neutre, il n'est pas sensible à l'humidité, il peut être attaché au mât, passer dans des tuyauteries, des cheminées (sans feu) sans que son fonctionnement en soit le moins du monde troublé. Le « twin-lead » au contraire doit être maintenu écarté des masses par des petits supports isolants et cela rend plus compliquée son utilisation.

Le système du quart d'onde d'adaptation est aussi très indiqué pour une antenne à éléments parasites.

Si R_r est la résistance de rayonnement de l'antenne et Z_c l'impédance caractéristique de la ligne de descente qu'on désire utiliser, on choisira l'impédance du quart d'onde pour qu'elle soit égale à $\sqrt{R_r \times Z_c}$.

Ainsi, pour adapter une R_r de 10 Ω à une ligne de Z_c 600 Ω, on choisira un quart d'onde dont l'impédance caractéristique soit $\sqrt{10 \times 600} = 78$ Ω. Un quart d'onde de coaxial 75 Ω ferait l'affaire, cependant pour des raisons de symétrie on pourrait utiliser, côte à côte, deux quarts d'onde de coaxial 50 Ω. A la sortie **l'impédance serait $\frac{100^2}{10} = 1\,000$ Ω, au lieu de 600, mais le R O S resterait inférieur** à 2 ce qui est tout à fait convenable. En écartant du centre du dipôle les points d'attache du coaxial, on réduirait le R O S à une valeur proche de l'unité **(fig. VI-38).**

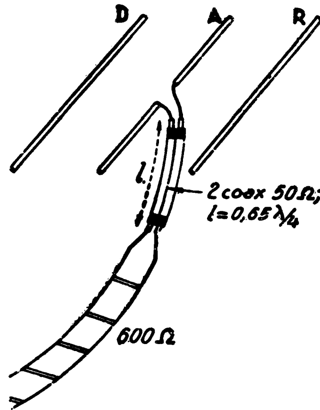


FIG. VI-38. — *Adaptation par quart d'onde* 100 Ω.

A notre avis le système d'adaptation le plus correct parmi tous ceux que nous venons de citer est celui qui emploie des dipôles à éléments multiples **(trombone). Il a en outre sur les autres la supériorité de permettre à l'antenne de fonctionner à peu près convenablement sur des f-équences voisines de sa fréquence d'accord. L'antenne est moins sélective avec ce genre de dipole.**

Groupement des antennes

Avec une antenne comportant une dizaine d'éléments dont 1 réflecteur et 8 directeurs, on ne peut guère dépasser un gain de 12 à 14 dB ; les directeurs les plus éloignés du dipôle n'apportent qu'un gain insignifiant et allongent l'antenne dont les dimensions deviennent considérables mais non impraticables comme on le verra plus loin.

Avec deux antennes à dipôles parallèles distantes de $\frac{\lambda}{2}$ on gagne 4 dB ; avec 3 antennes 5 dB ; avec 4 antennes 6 dB.

Si les antennes sont distantes de $\frac{3}{4}$ λ à λ on peut gagner respectivement 5 dB ; 7 dB ; 8,5 dB pour deux, trois ou quatre antennes.

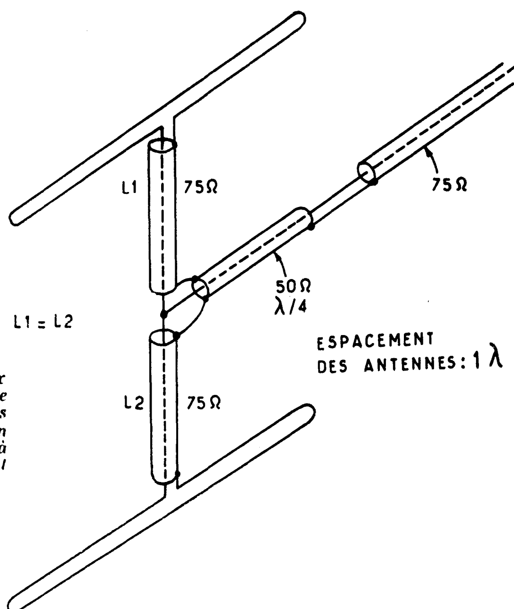


FIG. VI-39. — *Assemblage de deux nappes. Cette disposition apporte un certain nombre d'avantages réels : adaptation rigoureuse - gain accru - passage dissymétrique à symétrique. (Seuls les dipôles sont représentés.)*

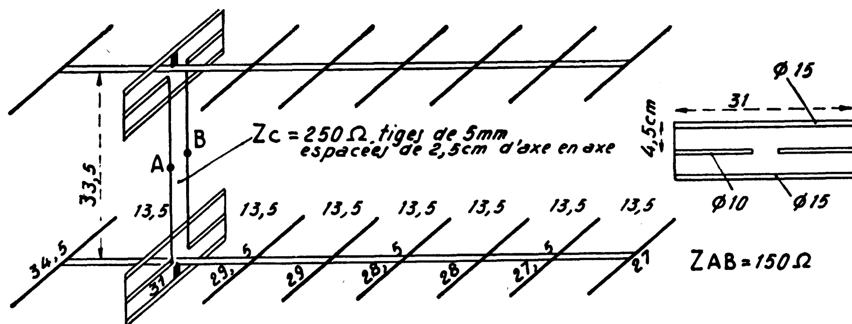


FIG. VI-40. — *Antenne deux fois huit éléments pour 432 MHz. Gain : 16 dB environ. Ecartement : 0,2 λ entre éléments. Eléments en tige de 5 mm. Espacement λ/2.*

Enfin, on peut utiliser plusieurs nappes d'antennes placées côte à côte et gagner pour deux nappes de 2 à 3,5 dB suivant la distance qui les sépare (voir chapitre IV).

Ainsi, théoriquement, avec 2 groupes de 4 antennes à 5 éléments, on peut obtenir un gain de 18 à 22 dB. Cependant, plus le nombre d'antennes augmente, plus l'antenne devient sélective et plus les réglages sont critiques ; aussi, est-il difficile d'atteindre ce gain maximum. D'autre part, de telles antennes sont encombrantes et ne peuvent être pratiquement réalisés que pour des fréquences supérieures à 100 MHz.

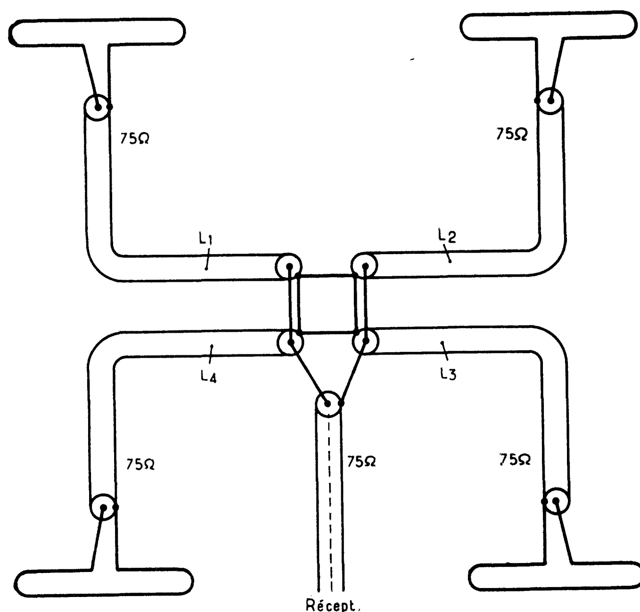


FIG. VI-41. — *Groupement de quatre nappes d'antennes* 75 Ω.

50 cm environ. Consulter les figures VI-45 pour la constitution des éléments pour 21 et 28 MHz.

Pour 144 et 432 MHz on pourra se contenter de tube de 8 × 10. On diminuera ainsi le poids de l'antenne et le rapport longueur-diamètre sera encore

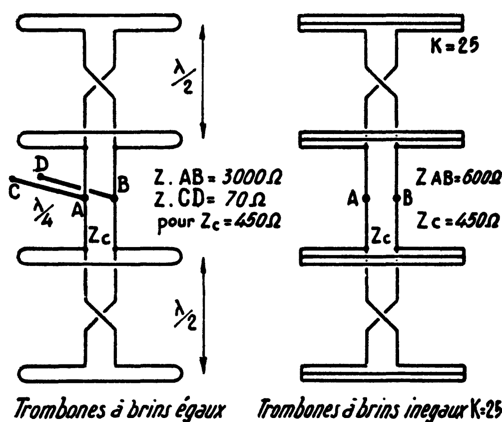


FIG. VI-42. — *Mise en phase de quatre antennes. Gain* 16 *dB.*

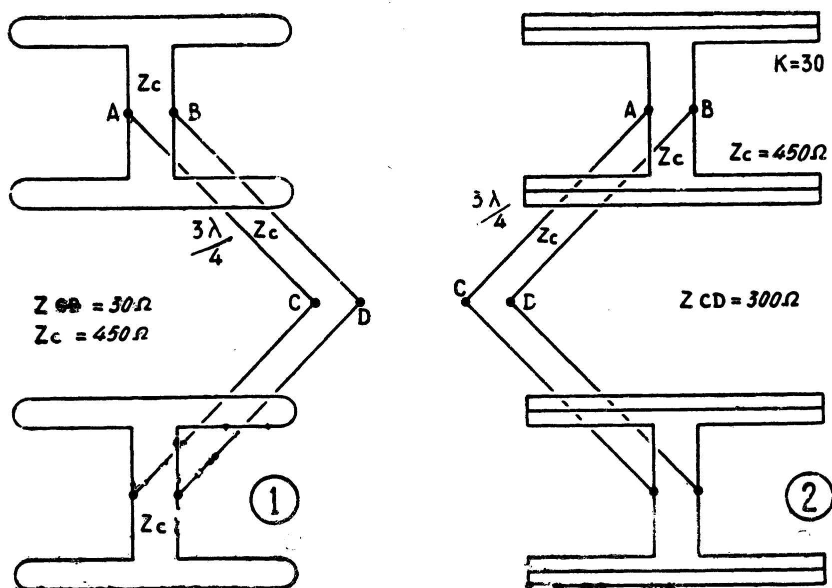


FIG. VI-43. — *Mise en phase de quatre antennes.* (Les éléments parasites n'ont pas été reproduits.)

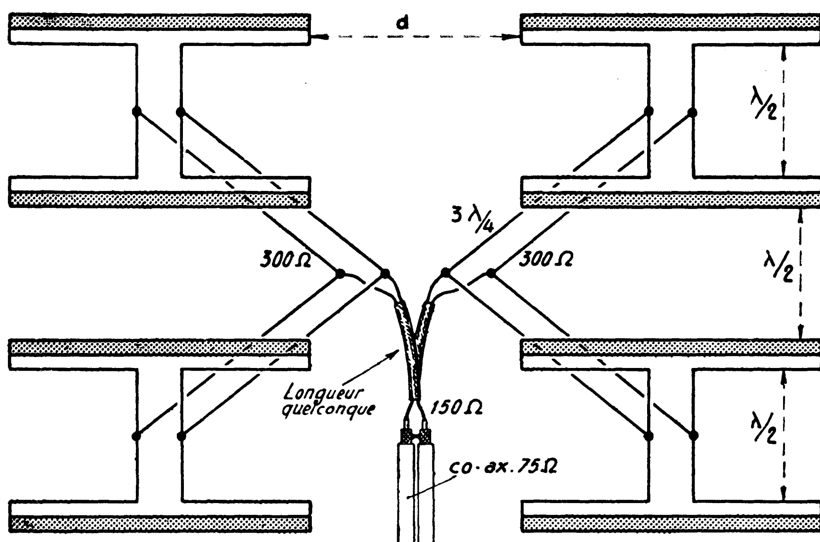


FIG. VI-44. — *Mise en phase de huit antennes. Gain* 18 *à* 19 *dB suivant d* (*gain max. pour d* > 0,4 λ).

Pour la bande d'amateur de 144 MHz, une double ou quadruple antenne à 9, 13 ou 16 éléments est réalisable.

Pour la bande 432 MHz une combinaison de 4 ou 8 antennes de 10 à 20 éléments est assez aisée à réaliser.

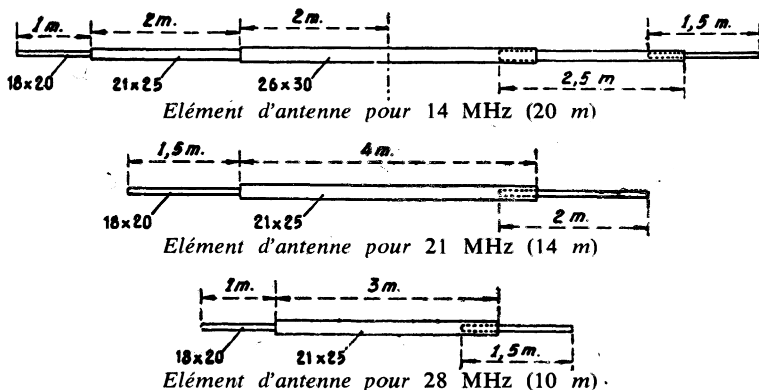
Les figures VI-41, 42 et 43 montrent comment on peut mettre en phase 4 antennes et donnent l'impédance approximative au point d'alimentation. (Ces antennes sont supposées de 5 éléments chacune.)

Si on plaçait côte à côte deux nappes analogues à celles de la figure VI-43 (2) on pourrait les alimenter chacune par un twin-lead 300 Ω. La mise en parallèle des deux nappes donnerait une impédance de 150 Ω, correspondant à 2 co-axiaux de 75 Ω placés côte à côte (fig. VI-44).

Les combinaisons d'antennes sont infinies mais il ne faut pas perdre de vue qu'une antenne doit être placée le plus haut possible pour être bien dégagée ; il s'agit donc de pouvoir la hisser à la place convenable et elle ne doit pas être à la merci d'une chute au premier coup de vent un peu violent. Ceci pose des problèmes mécaniques qui limitent le gain qu'il est pratiquement possible d'obtenir.

Réalisations pratiques

Nous allons donner pour les amateurs émetteurs quelques descriptions d'antennes à éléments parasites pour les bandes 20 m, 15 m, 10 m, 2 m et 70 cm. Les figures VI-45 donnent la constitution d'éléments pour les bandes 14, 21, 28 MHz.



Elément d'antenne pour 14 MHz (20 *m*)

Elément d'antenne pour 21 MHz (14 *m*)

Elément d'antenne pour 28 MHz (10 *m*)

Fig. VI-45. — *Eléments d'antennes pour des fréquences allant de* 14 *à* 28 *MHz*

Une antenne, pour la bande 20 m, devra être supportée par une armature solide ; les tubes constituant les éléments auront une longueur voisine de 10 m.

On les supportera au centre sur une longueur de 2 m ; cela laissera encore 4 m en porte-à-faux. On constituera les éléments par des tubes télescopiques de diamètres décroissants vers les extrémités. Au centre : une longueur de 4 m de **tube de 26 × 30 ; deux tronçons de 2,50 m de tubes de 21 × 25 ; enfin deux tronçons de 1,50 m de de 18 × 20 constitueront des éléments robustes, emboîtés sur suffisant pour assurer une bande passante convenable à l'antenne. Cependant, pour** ajuster la longueur des éléments, une petite partie coulissante sera d'une grande commodité. Elle pourra être constituée au besoin par de la tige pleine de 7 mm. Des longueurs de 20 cm à chaque extrémité suffiront.

Antenne 2 éléments 14 MHz

Cette réalisation pratique constitue essentiellement une application de ce qui a été dit précédemment. Les deux éléments sont constitués par des tubes de dural coulissant à frottement dur et les deux parties du brin rayonnant sont réunies par un cylindre de plexiglass emmanché à force et pénétrant de 15 cm de chaque côté, laissant un espace de 2 cm. L'espacement entre les deux éléments dont découle la longueur du boom (3,80 m) est de 0,175 λ, ce qui donne un gain avant de 5 à 6 dB pour une impédance de 33 Ω (figure VI-46). La ligne d'alimen-

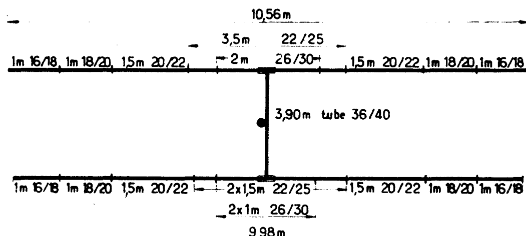


Fig. VI-46

tation étant en ruban Amphénol 300 Ω, un quart d'onde d'adaptation de $\sqrt{33 \times 300} = 100\ \Omega$ a été interposé, exactement comme le suggère la fig. VI-38 mais avec une adaptation bien plus rigoureuse car on obtient un R.O.S. de 1,1/1 comme le montre la figure VI-47. Pour obtenir ce résultat, deux

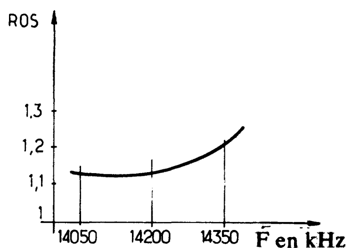


Fig. VI-47

sections quart d'onde de câble coaxial de 50 Ω RG 8 AU ont été soudées l'une à l'autre par leur gaine (longueur 3,57 m).

Les deux coaxiaux seront fixés solidement au boom et au mât permettant une rotation assez aisée en laissant une boucle de 40 à 50 cm de longueur, le ruban 300 ohms étant relié à une partie fixe.

Le raccordement à l'émetteur peut se faire de différentes façons suivant l'étage final utilisé. Pour une sortie asymétrique, cas de nombreux « transceivers », utilisation d'un coupleur d'antenne, permettant le passage asymétrique-symétrique

et éliminant en plus les harmoniques ; pour une sortie symétrique, raccordement direct avec un couplage moyen (fig. VI-46).

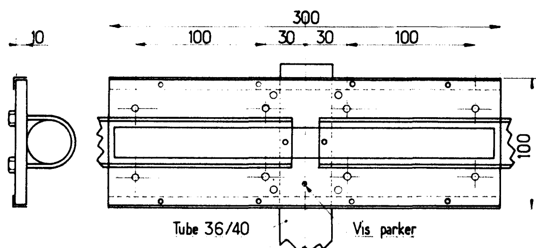


FIG. VI-48

Cette antenne parfaitement réalisée et rigoureusement adaptée donne les meilleurs résultats et le soin apporté à sa réalisation et à son adaptation par une ligne fonctionnant strictement en ondes progressives, en fait un ensemble solide, efficace et, ce qui est à noter, exempt de perturbation dans les téléviseurs du voisinage.

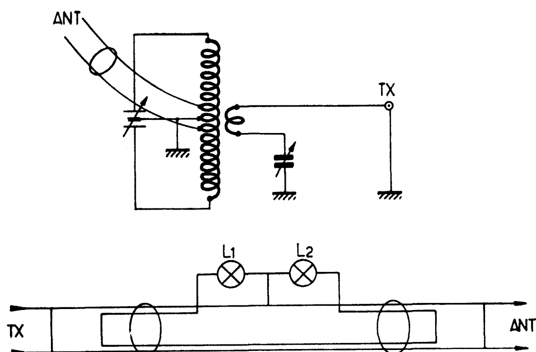


FIG. VI-49

Antennes à 3 et 4 éléments

Elles sont réalisées, mécaniquement, sur le même principe que la précédente.

Les figures IV-52 et 53 a, b, c, d donnent la façon de construire certains types d'antennes à éléments parasites ainsi que les dimensions de certaines antennes commerciales très répandues.

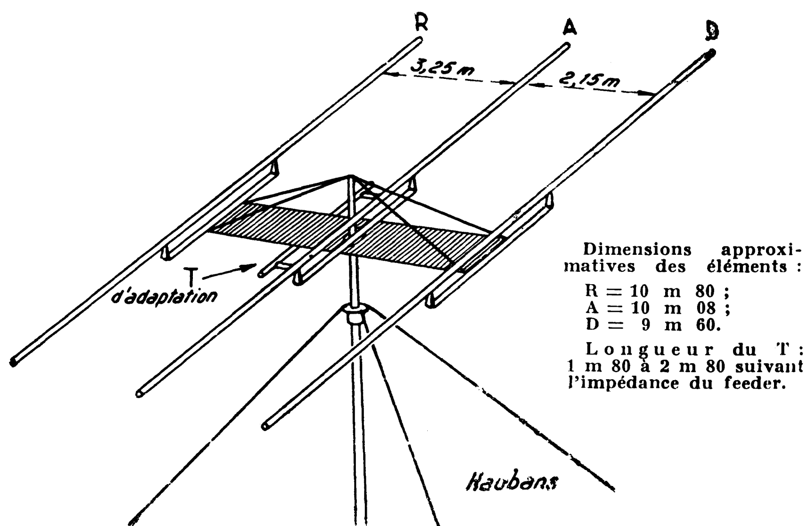


FIG. VI-50. — *Antenne pour 14 MHz (réglée pour 14,2).*

Pour 21 MHz même système { R = 7 m 20 ; A = 6 m 72 ; D = 6 m 40 ; distance AR : 2 m 10 ; AD : 1 m 40. Longueur du T entre 1 m 20 et 1 m 80
Les éléments sont supportés par des colonnettes isolantes.

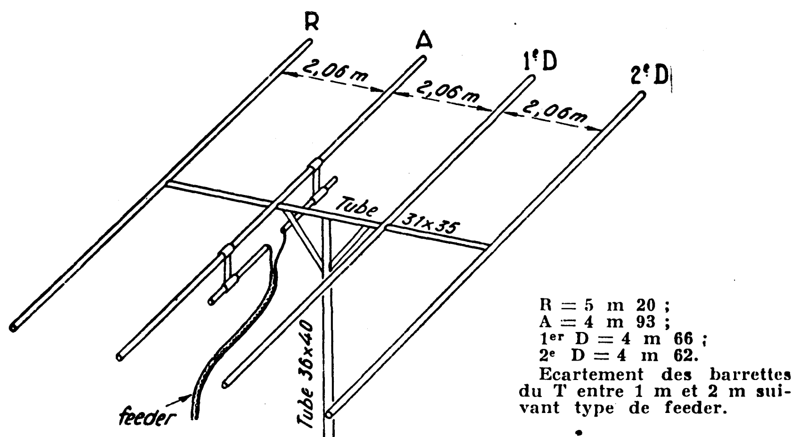


FIG. VI-51. — *Antenne à quatre éléments pour 29 MHz du type : tout à la masse.*

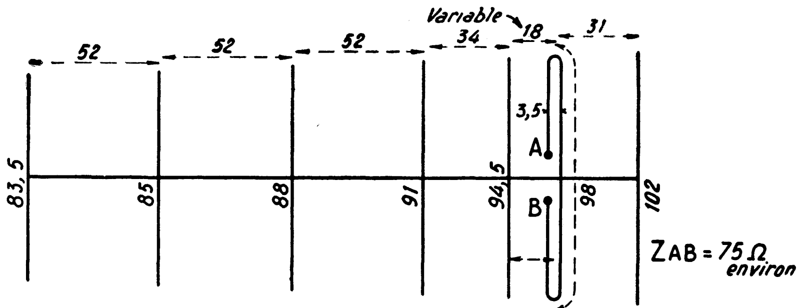


FIG. VI-52. — *Antenne sept éléments pour 144 MHz (système Tonna). Eléments en tige d'aluminium de 5 mm. Trombone isolé de la masse. Le réglage se fait en réglant la distance « d » entre le dipôle et le premier directeur.*

Réalisation professionnelle d'antennes amateurs
Les antennes Tonna

Cette firme, qui est une des plus anciennes par l'expérience a réalisé à l'intention des amateurs qui s'intéressent aux bandes 145 et 432 MHz, des antennes extrêmement bien faites, légères, bien adaptées et qui donnent d'excellents résultats. (des milliers sont en service actuellement !).

Nous devons à l'obligeance du constructeur de reproduire ci-dessous les caractéristiques géométriques des trois modèles actuellement fabriqués en série. Chaque modèle est constitué par un « boom » métallique qui reçoit les éléments prémontés ; c'est une disposition heureuse qui permet une mise en place rapide, sans erreur possible. Cette nouvelle présentation est appréciable pour les essais en portable à partir de points hauts puisque le montage et le démontage de l'antenne ne demandent que quelques minutes. Bénéficiant d'un traitement de surface en Alodine couleur or, les antennes Tonna résistent parfaitement à la corrosion et se présentent sous le plus heureux aspect. Fig. VI-53 a, b, c et d.

Antenne 16 éléments (144 MHz)

On a longtemps pensé sinon écrit que l'allongement des antennes Yagi n'apportait pas un gain appréciable au delà de 13 éléments et, compte tenu du problème mécanique posé par la construction d'antennes longues, on s'en est tenu à la construction d'aériens à « boom » court. Ce qui conduisait, pour augmenter le gain, à coupler plusieurs nappes semblables. Cette solution est fort intéressante du point de vue gain, mais l'interaction des aériens (superposés ou juxtaposés) ainsi que les difficultés de couplage ne donnent pas un diagramme de rayonnement régulier. Des lobes latéraux indésirables apparaissent fréquemment. Une longue pratique des antennes a démontré que la recherche dans le sens du long Yagi était intéressante et rentable. En effet, le gain continue de croître jusqu'à une vingtaine d'éléments à condition que l'espacement en soit assez grand. C'est pourquoi on a étudié et réalisé cette antenne 16 éléments. On a remarqué que le nombre

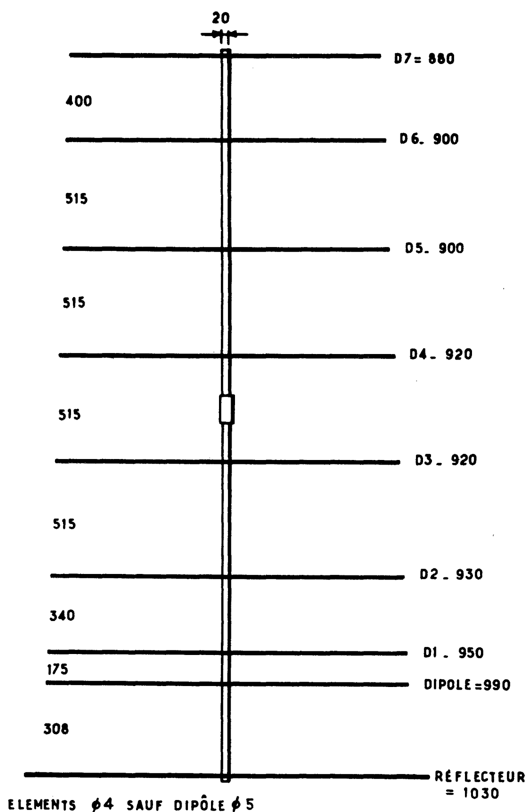


Fig. VI-53 a. — *Antenne 145 MHz - 9 éléments - Tonna - R7D (Cotes en mm)*

d'éléments intervient infiniment moins que la longueur totale de l'antenne. C'est ainsi que des mesures comparatives ont été faites à partir de 3 aériens différents dont une 18 éléments (espacement 0,2 λ) et cette 16 éléments de même longueur (espacement 0,25 λ). Les résultats ont été les suivants :

	Tensions mesurées	Rapport en dB s/Dipôle
DIPOLE	70 μV	
9 éléments espacements 0,35 λ	300 μV	12,5 dB
16 éléments espacements 0,25 λ	380 μV	14,8 dB
18 éléments espacements 0,20 λ	330 μV	13,5 dB

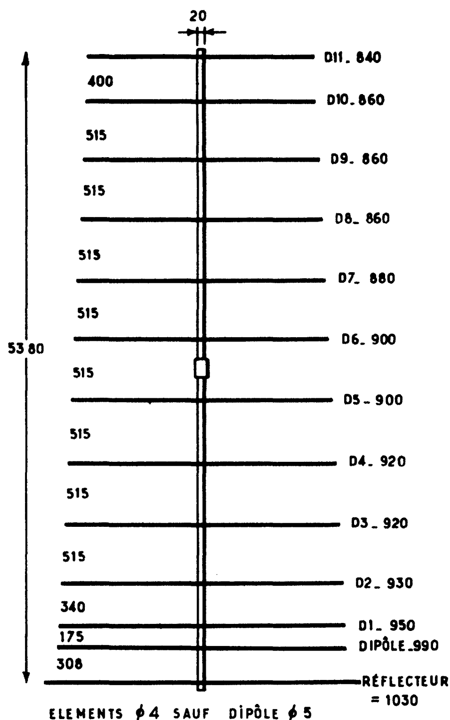


FIG. VI-53 b. — *Antenne 145 MHz - 13 éléments - Tonna - R11D (Cotes en mm)*

Ils confirment ce qui a été dit plus haut.

Dans sa disposition définitive, l'antenne se présente donc comme suit :

Double	réflecteur	(103 cm)
Dipôle	(trombone)	(96 cm)
Directeurs	A	(97 cm)
	B	(93 cm)
	C et D	(92 cm)
	E et F	(90 cm)
	G et H	(88 cm)
	I et J	(86 cm)
	K et L	(84 cm)
	M	(82 cm)

Les espacements sont les suivants :

Réflecteur-Trombone : 0,2 λ.
Trombone-1er Directeur (A) : 0,1 λ.
A-B : 0,15 λ.

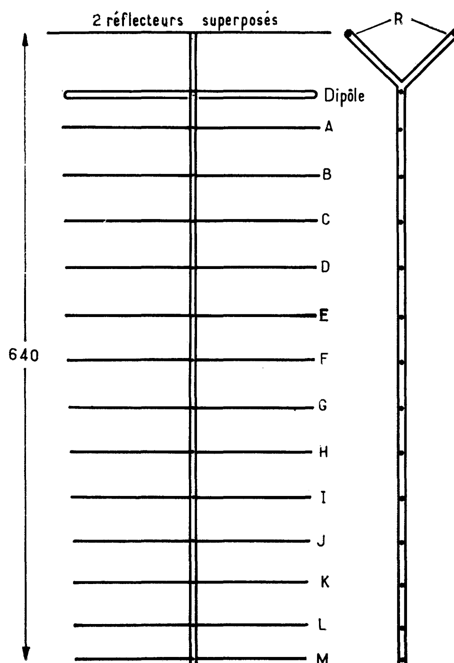


FIG. 53 c. — *Antenne 16 éléments Tonna*

BC-CD-DE-EF-FG-GH
HI-IJ-JK-KL
0,25 λ.
LM : 0,2 λ.

Cette longue énumération appelle deux remarques :

1° Pourquoi 2 réflecteurs ? Cette disposition améliore légèrement le rapport avant-arrière à condition qu'ils soient dans le même plan vertical et distants entre eux d'au moins λ/4.

2° Le premier directeur, à λ/10 du trombone et légèrement plus long que celui-ci, est la caractéristique propre aux antennes TONNA (Brevet n° 1 044 253 déposé en 1952).

Les caractéristiques de cette antenne, répandue à de très nombreux exemplaires, et utilisée par les auteurs, sont les suivantes:

Gain = 17,8 dB (sur antenne isotropique).

Impédance = 75 Ω.

TOS moyen = 1,2/1 entre 144 et 146 MHz.

Rapport avant-arrière > 20 dB.

Rapport avant-côté > 50 dB.
Angle d'ouverture : à — 3 dB = 2 × 16°.
à — 6 dB = 2 × 20°.

Réalisée en aluminium avec boom à section carrée, l'antenne complète ne pèse que 4,4 kg.

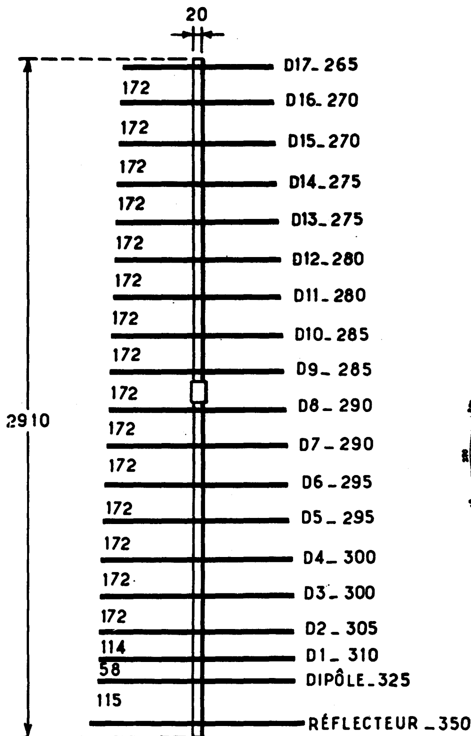


FIG. VI-53 d. — *Antenne 432 MHz-19 Eléments - Tonna (Cotes en mm)*

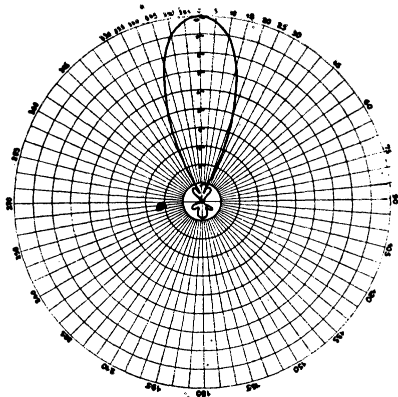


Diagramme de rayonnement

FIG. VI-54

Systèmes de liaison symétrique-asymétrique

Lorsque l'on utilise un câble co-axial pour alimenter un dipole en son centre, on connecte le brin central du co-axial à l'une des moitiés du dipôle, la gaine extérieure du co-axial à l'autre moitié du dipôle. Si le conducteur extérieur du co-axial empêche le rayonnement du conducteur intérieur, la réciproque n'est pas vraie ; et le conducteur extérieur véhiculant de l'énergie haute-fréquence rayonne et trouble le rayonnement propre du dipôle. (Cela n'arrive pas avec du twin-lead car les deux conducteurs neutralisent mutuellement leur rayonnement.)

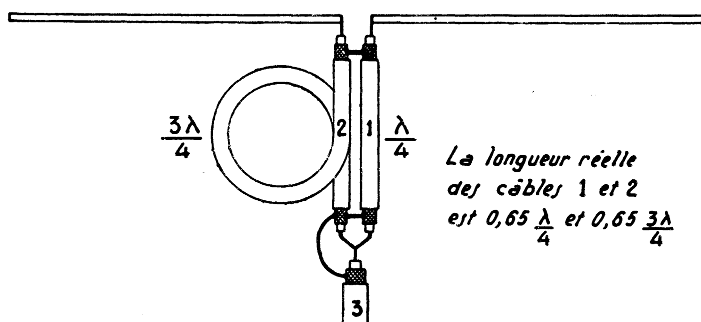


Fig. VI-55. — Système permettant de déphaser le courant HF transporté par le coaxial inférieur de façon à ce qu'il attaque correctement le dipôle.

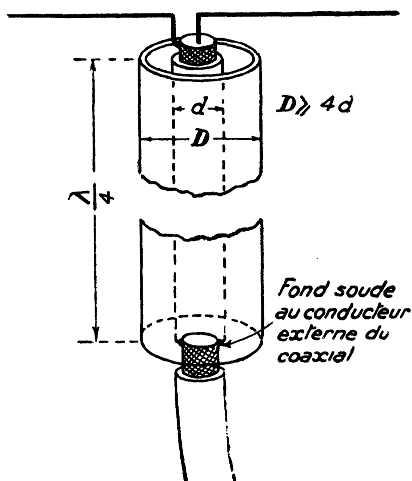


Fig. VI-56. — Le tube extérieur protège le conducteur extérieur du câble coaxial contre le rayonnement de l'antenne.

A cause de cela des techniciens ayant réalisé des émetteurs VHF n'arrivaient pas à faire « pomper » correctement leur antenne. L'emploi d'un transformateur symétrique-asymétrique ou d'un système apte à supprimer le rayonnement extérieur du coaxial remet tout en ordre.

Sur la figure VI-55, le câble (3) dont la gaine extérieure est mise à la masse côté émetteur, amène le courant HF par son conducteur interne. Pour avoir deux courants opposés en phase nécessaires à l'attaque du dipôle, on renvoie le courant sur deux lignes coaxiales dont l'une a une demi-onde de plus que l'autre, le courant dans la plus longue a un retard d'une demi λ sur celui qui parcourt la plus courte, donc à l'arrivée il a une phase opposée.

Dans la figure 56, on utilise un manchon qui forme avec le conducteur extérieur du coaxial un nouveau coaxial ; comme ce nouveau conducteur fait juste un quart d'onde électrique et qu'il est court-circuité à l'extrémité, il présente, côté dipôle, une impédance infinie ; donc il est parcouru par un courant nul. Ce quart d'onde coaxial est pratiquement à diélectrique : *air* ; il faudra en tenir compte dans le calcul de sa longueur.

Sur la figure VI-57, le rayonnement du co-axial est annulé par le rayonnement d'un autre tronçon de la ligne de longueur $\frac{\lambda}{4}$, cette longueur jouant on le sait le rôle d'un isolant parfait, ne change rien au fonctionnement du dipôle.

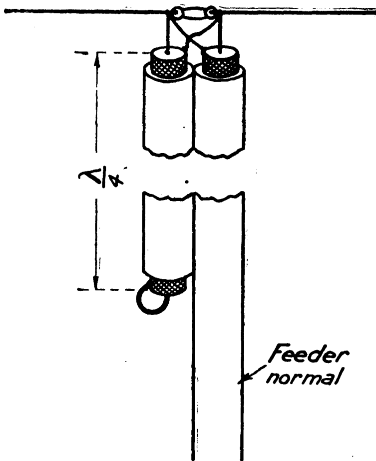


Fig. VI-57 a. — *Compensation de l'effet dissymétrique d'un câble coaxial utilisant un quart d'onde de câble court-circuité à sa partie inférieure.*

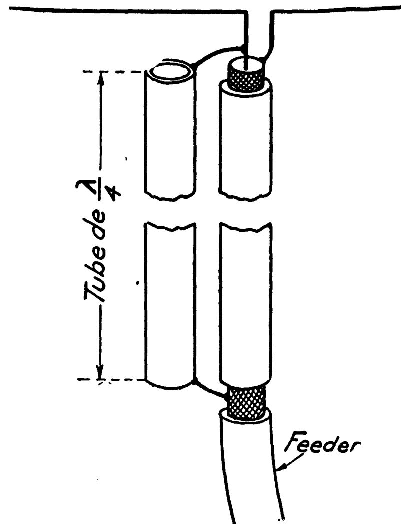


Fig. VI-57 b. — *Autre mode de réalisation d'un « bazooka » compensant l'effet dissymétrique d'un câble coaxial.*

On peut utiliser un transformateur de ce genre pour alimenter un dipôle de R_r égale à 70 Ω par un twin-lead 300 Ω ou pour transformer une impédance de 300 Ω symétrique en une impédance de 75 Ω asymétrique (fig. VI-58).

La demi-onde déphase le courant du co-axial pour lui permettre d'alimenter le twin-lead. Le courant du coaxial se partage en deux parties qui sont véhiculées chacune avec leur phase propre dans les deux conducteurs du twin-lead. Le fait de diviser le courant par 2 revient à avoir multiplié l'impédance par 4.

Si W est l'énergie transportée, elle a pour valeur $W = 75 \times I^2$; dans le twin-lead elle est égale à $Z \times \frac{I^2}{4}$. On a donc $75\ I^2 = Z \times \frac{I^2}{4}$; $Z = 300\ \Omega$.

Ces systèmes sont indispensables pour l'émission en V H F et U H F et à la réception ils assurent à l'antenne une symétrie du diagramme de rayonnement.

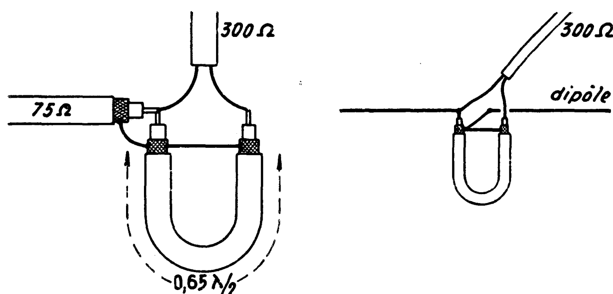


FIG. VI-58

Lorsque le conducteur extérieur d'un co-axial n'est pas neutre, un court-circuit accidentel entre ce conducteur et une masse perturbera le fonctionnement de l'installation ; or l'isolement extérieur d'un coaxial a un but de protection mécanique et chimique plutôt qu'électrique.

Le câble co-axial est un feeder idéal mais seulement quand son conducteur extérieur est neutre et joue son rôle de protection du conducteur intérieur.

Détermination expérimentale de la longueur d'un Balun (144 MHz)

Le Balun est un excellent dispositif souvent utilisé dans l'alimentation des antennes VHF, mais sa longueur est critique et sa détermination expérimentale est indispensable à l'amateur qui utilise un coaxial dont il ignore le coefficient de

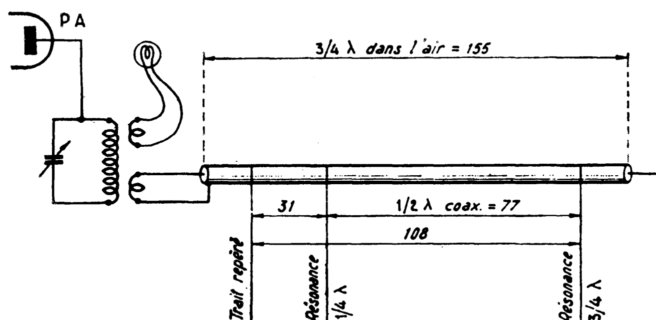


FIG. VI-59

vitesse : des mesures faites sur des coaxiaux « surplus » et commerciaux divers ont donné des chiffres allant de 0,56 à 0,83 qui encadrent trop largement le 0,66 habituel pour que le rendement d'un balun soit correct dans tous les cas.

La méthode de mesure est à la portée de tous : voici les opérations, la bande choisie étant le 144 MHz.

Matériel

L'émetteur de la station travaillant sur lampe de charge. Calculer sa longueur d'onde λ, soit ici 208 cm.

— Une boucle de Hertz.

— Une pince coupante et un mètre.

— Un morceau du coaxial à étudier coupé à 3/4 λ, soit ici : 208 × 3/4 = 155 cm.

Montage

Faire une boucle de couplage à une des extrémités du coaxial, l'autre restera ouverte pendant toutes les opérations. Sur le coaxial, côté boucle, faire un trait repère au crayon qui servira d'origine aux mesures de longueur qui vont suivre, l'emplacement en est arbitraire. Approcher la boucle de Hertz du circuit P.A. et vérifier son fonctionnement.

Arrêter l'émetteur, coupler la boucle du coaxial au circuit P.A. et s'arranger pour que ce couplage ne puisse plus varier au cours des opérations (fig. VI-59).

Mesures

Mettre l'émetteur sous tension. Approcher la boucle de Hertz de façon à pouvoir bien suivre les variations de rayonnement du circuit P.A. Par la suite nous aurons sans doute à modifier son couplage au circuit, car le rayonnement en question va varier dans de grandes proportions. La meilleure indication est donnée par le filament de la lampe au rouge sombre.

Le dispositif fait absorption et tend à diminuer le rayonnement, donc à éteindre la boucle de Hertz. Cette absorption sera maximum chaque fois que le coaxial sera accordé sur un nombre impair de 1/4 de λ. Notons tout de suite que si la présence de la boucle et du couplage modifient la longueur du premier λ/4, ils sont sans influence sur les suivants.

Notre coaxial de 155 cm représente 3/4 λ dans l'air, il est trop long et nous amènerons à l'accord sur 3/4 λ par recoupes successives d'environ un centimètre chacune : la boucle de Hertz accusera chaque recoupe : elle diminuera d'éclairement et passera par un minimum avant de remonter : quand nous serons au minimum nous aurons l'accord à 3/4 λ. A ce moment nous noterons la longueur : trait repère-extrémité ouverte du coaxial (soit ici 108 cm).

Nous chercherons ensuite et de la même façon l'accord de 1/4 λ et nous mesurerons la nouvelle longueur de coaxial (soit 31 cm), et ce sera tout pour les mesures.

Résultats

La différence entre les longueurs mesurées (soit : 108 — 31 = 77 cm) représente exactement celle de 1/2 λ de coaxial : c'est celle que nous emploierons pour la confection d'un balun.

De cette même longueur de 1/2 λ de coaxial nous pouvons déduire le coefficient de vitesse :

$$C = \frac{\lambda \text{ sur le coaxial}}{\lambda \text{ dans l'air}} = \frac{77 \times 2}{208} = 0{,}74$$

Un autre procédé également très précis peut être employé en connectant le câble à mesurer en parallèle sur l'entrée du récepteur. On arrive à une atténuation maximum pour 1/4 λ, 3/4 λ, etc.

La même méthode est applicable aux lignes bifilaires parallèles utilisées pour les stub, lignes de mise en phase ou de déphasage, etc.

Enfin, l'impédance mètre décrit plus loin (voir mesures) permet également de déterminer avec précision la longueur d'une demi-onde de câble donc, par division d'un quart d'onde.

REALISATION D'UN BALUN A LARGE BANDE

La réalisation d'un tel dispositif a été effectuée à partir d'un tore en ferrite, type FN19-1104, fourni par L.T.T. (89, rue de la Faisanderie, Paris-16ᵉ).

Comme on le sait, les tores en ferrite permettent d'obtenir des inductances de forte surtension et des couplages très serrés, le circuit magnétique fermé entraînant un minimum de fuites. (Les tores provenant d'équipements téléphoniques ou systèmes à courants porteurs ne sauraient convenir.)

Possédant un tore de ferrite approprié, après l'avoir enrubanné d'une mince couche de Téflon, nous avons effectué les trois bobinages toroïdaux indiqués par la figure (rapport 1/1).

Le fil émaillé de 16/10 a été passé dans un spaghetti de Téflon, mais à ces fréquences, on pourrait se contenter d'un spaghetti en isolant plastique ordinaire (fig. VI-60 et VI-61).

Dans notre cas, chaque bobinage comporte 5 spires et demi, et la largeur de bande de ce balun couvre très largement les 3 bandes de la beam (14. 21. 28 MHz).

L'ensemble a été monté dans un boîtier étanche en laiton soudé, la sortie vers l'aérien passant dans 2 perles isolantes (verre ou stéatite récupérées sur un condensateur), entrée coaxiale par une fiche N (UG21/BU).

Le boîtier est fixé sur le boom par un collier, de façon que les deux sorties isolées soient proches des extrémités centrales du dipôle.

Après mise en place, il a suffi de raccourcir légèrement la longueur du brin rayonnant pour obtenir le minimum de TOS dans la partie des 3 bandes que l'on préfère.

PRESENTATION COMMERCIALE

Pour les utilisateurs qui ne souhaitent pas effectuer une telle réalisation, précisons que la plupart des firmes spécialisées dans la fabrication des antennes commercialisent des systèmes symétriseurs à ferrite à large bande, reposant sur le principe ci-dessus et dont certains même sont simultanément transformateurs d'impédance (généralement dans le rapport 1 : 4). Nous citerons par exemple le type BN 86 (Hy-gain) d'un poids de 500 g, couvrant une gamme de 3 à 30 MHz, en 52 Ω, et présentant des pertes d'insertion négligeables.

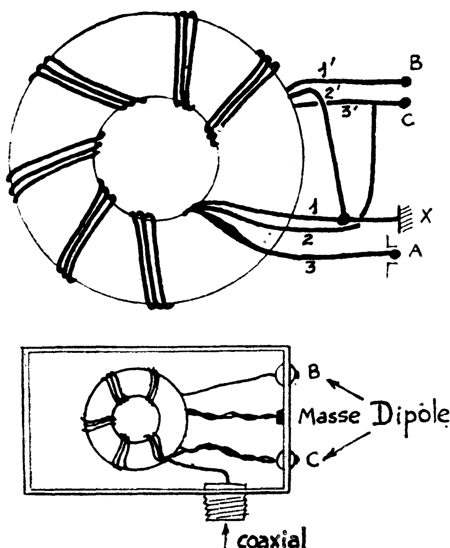


FIG. VI-60 *et* VI-61

Antennes circulaires

Elles sont constituées par un conducteur replié en forme de cercle, le diamètre de ce conducteur étant choisi assez gros pour assurer la rigidité de la spire ainsi formée. Si la spire a une longueur égale à une onde entière la direction de rayonnement maximum se fait dans l'axe de la spire et le rayonnement est nul dans le plan de la spire. Si ce plan est vertical et l'alimentation faite vers le bas les ondes rayonnées seront polarisées horizontalement et dans cette position la même antenne utilisée à la réception recevra les émissions à polarisation horizontale provenant du plan perpendiculaire à celui de la spire. Une telle spire présente une directivité assez prononcée, comme le prouve son diagramme de rayonnement. Son gain est supérieur de 1 dB à celui d'une antenne pliée en trombone.

Si l'antenne est alimentée suivant un diamètre horizontal elle émettra des ondes polarisées verticalement suivant le plan de la spire.

Elle sera également apte à recevoir des ondes polarisées verticalement provenant d'une direction passant par le plan de la spire.

L'impédance au point d'alimentation est celle d'un trombone soit 300 Ω.

L'antenne circulaire demi-onde est formée comme une antenne rectiligne demi-onde dont on aurait rapproché les extrémités pour former un cercle.

Suivant le mode d'alimentation la polarisation sera ou verticale ou horizontale, les effets étant analogues à ce qui a été dit à propos de la spire onde entière.

Le fait de faire l'alimentation en bas ne donne pas la même répartition du courant dans la spire que lorsqu'on la fait sur le côté.

Dans le premier cas les ventres de tension se trouvent sur le côté alors que dans le deuxième cas, ils se trouvent en haut et en bas. On conçoit que l'effet produit ne soit pas le même.

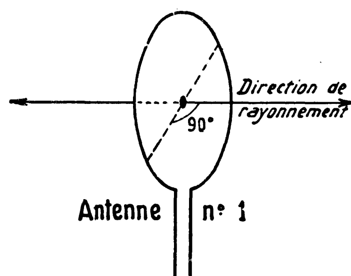


FIG. VI-62 *a.* — *Antenne onde entière, ondes à polarisation horizontale*

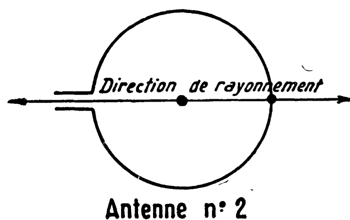


FIG. VI-62 b. — *Antenne onde entière, ondes à polarisation verticale.*

L'antenne carrée à peu près équivalente à l'antenne circulaire permet de mieux se rendre compte de ce qui se passe.

Dans le cas de l'antenne alimentée en bas les deux conducteurs horizontaux sont alimentés en phase et donnent un rayonnement horizontal perpendiculaire au plan qui les contient. (Antenne Quad.)

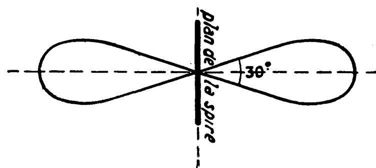


FIG. VI-63 a. — *Diagramme de rayonnement de l'antenne 1.*

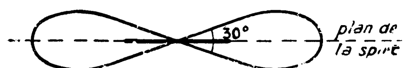


FIG. VI-63 b. — *Diagramme de rayonnement de l'antenne 2.*

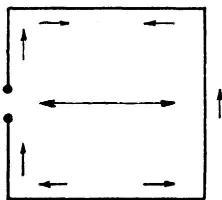


FIG. VI-64 a. — *Antenne carrée alimentée sur le côté*

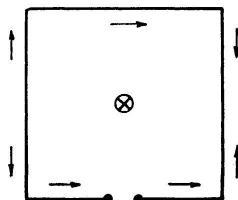


FIG. VI-64 b. — *Antenne carrée alimentée en bas*

Dans le cas de l'antenne alimentée sur le côté les courants dans les conducteurs horizontaux sont en opposition de phase et donnent un rayonnement dans le plan des conducteurs.

L'antenne circulaire demi-onde a une résistance de rayonnement voisine de celle de la demi-onde rectiligne.

Pour l'onde entière le diamètre de la spire sera :

$$d = \frac{\lambda}{\pi}$$

Pour la demi-onde :

$$d = \frac{\lambda}{2\pi}$$

Antenne hélice

Cette antenne est constituée par un gros conducteur enroulé en hélice ; elle ressemble aux bobines d'un gros émetteur et ses dimensions sont fonction de la fréquence sur laquelle elle est appelée à fonctionner.

Le diamètre des spires est pris égal à $\frac{\lambda}{3}$, le pas du bobinage est égal à $\frac{\lambda}{4}$, la longueur dépendant du nombre des spires.

Cette antenne présente certaines particularités : elle fonctionne pour des fréquences pouvant aller jusqu'à 20 % en plus ou en moins de celle pour laquelle elle est prévue, ce qui rend sa réalisation peu critique.

D'autre part, elle a la propriété d'émettre des ondes sans polarisation définie, c'est-à-dire pouvant être captées par une antenne placée dans n'importe quelle position dans un plan vertical perpendiculaire à la direction de l'émetteur.

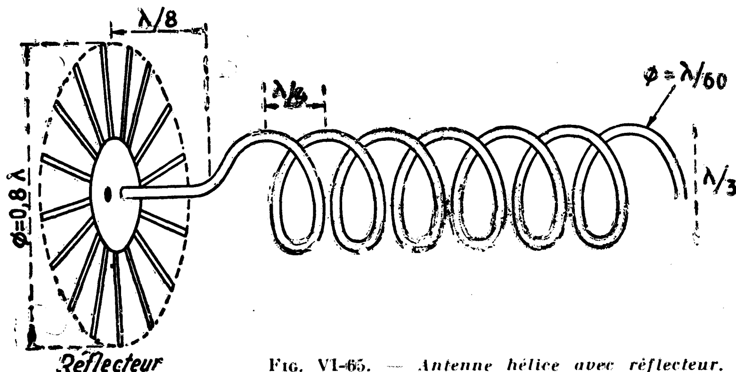


FIG. VI-65. — *Antenne hélice avec réflecteur.*

Si on l'utilise en antenne de réception, elle recevra indifféremment des ondes polarisées verticalement ou horizontalement.

On la place généralement devant un réflecteur plan, de façon à lui donner un rayonnement unidirectionnel. L'antenne représentée sur la figure VI-66 peut couvrir la bande 144-225 MHz. Elle est centrée sur 180 MHz.

Sur 144 MHz la largeur du faisceau diagramme de rayonnement pour une atténuation de 6 dB est de 60° et le gain est 11 dB.

Sur 180 MHz la largeur du faisceau est 50° et le gain de 13 dB.

Sur 220 MHz la largeur du faisceau est 40° et le gain de 15 dB.

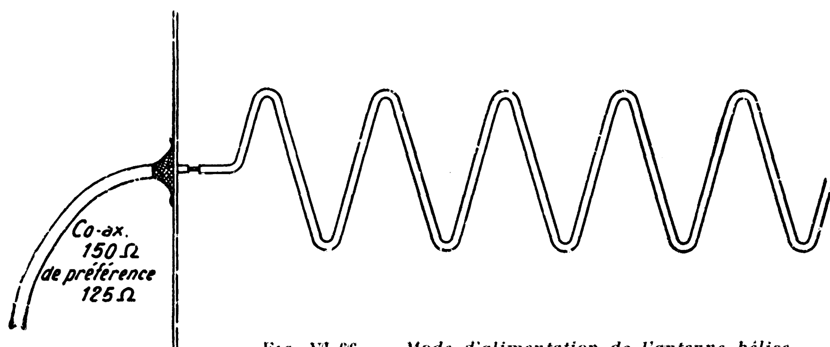


Fig. VI-66. — *Mode d'alimentation de l'antenne hélice.*

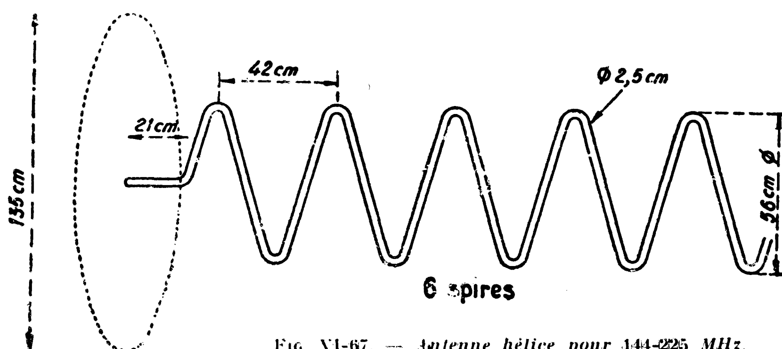


Fig. VI-67. — *Antenne hélice pour 144-225 MHz.*

Antennes dipole avec réflecteur dièdre

Cette antenne se compose d'un dipôle placé dans le plan bissecteur d'un réflecteur dièdre. Ce réflecteur est formé de petites tiges de métal espacées de $\frac{6}{100}$ à $\frac{1}{10}$ de λ, longues de 0,6 λ et maintenues parallèles par des entretoises.

Le dièdre pourrait être plus facilement réalisé par une tôle pliée mais sa prise au vent serait telle que l'antenne serait détruite à la première bourrasque. L'emploi de tôle perforée pourrait être envisagé mais la prise au vent serait encore grande et le poids élevé.

Les côtés du dièdre doivent avoir au moins une longueur de 2 λ pour assurer le gain maximum, mais si le gain n'est pas la condition importante, mais par exemple la protection arrière assurée par ce genre de réflecteur on pourra réduire la longueur des côtés du dièdre à une λ.

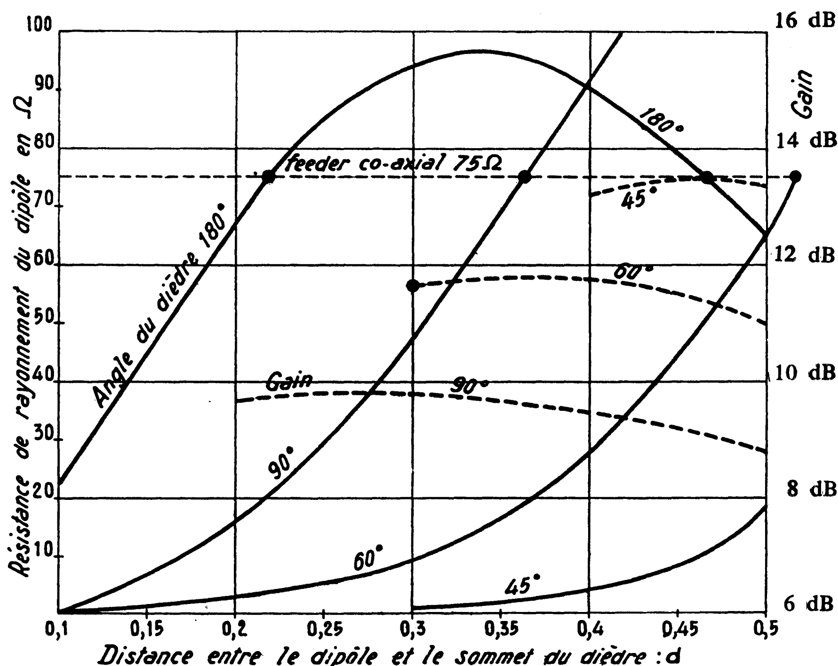
Avec un angle de 60° et des côtés de 2 λ on obtient un gain de 12 dB. Si on réduit les côtés à une λ, le gain s'abaisse à 10 dB.

La résistance de rayonnement du dipôle varie avec l'angle d'ouverture du dièdre et avec la distance du dipôle au sommet du dièdre.

Les courbes de la figure VI-68 donnent la valeur de cette résistance pour différents angles dièdres. L'angle de 180° correspond évidemment au réflecteur plan. Pour cette valeur d'angle, la résistance de rayonnement suit des variations analogues à celle d'une antenne horizontale dont la distance au sol varie (voir chapitre II).

On constate que plus l'angle du dièdre est petit plus la résistance de rayonnement diminue, au contraire celle-ci augmente si on éloigne le dipôle de l'arête du dièdre. Ces deux constatations n'ont rien de contradictoire, bien au contraire.

Elles montrent toutes deux que plus le réflecteur est près du dièdre, plus il diminue la résistance de rayonnement. C'est un fait tout à fait général (voir antennes à éléments parasites).



VI-68. — *Résistance de rayonnement et gain du dipôle en fonction de sa distance au sommet du dièdre pour différents angles d'ouverture du dièdre.*

Pour adapter le dipôle à un câble co-axial de 75 Ω on pourra utiliser une distance dipôle-parasite égale à $\frac{\lambda}{4}$ ou $\frac{\lambda}{2}$ avec un réflecteur plan (angle de 180°) ou une distance de 0,35 λ pour un angle dièdre de 90°, ou une distance de $\frac{\lambda}{2}$ pour un angle de 60°.

On peut envisager l'emploi de 2 ou 3 demi-ondes en phase (antennes colinéaires) au lieu du dipôle $\frac{\lambda}{2}$ et gagner ainsi quelques db tout en augmentant la résistance de rayonnement ce qui permet par contre-coup de la ramener à 75 Ω en utilisant un angle dièdre plus petit (fig. VI-68).

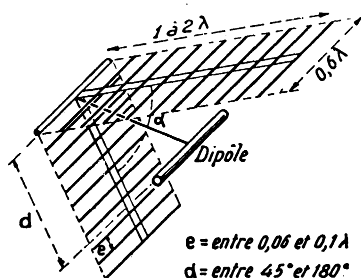


Fig. VI-69

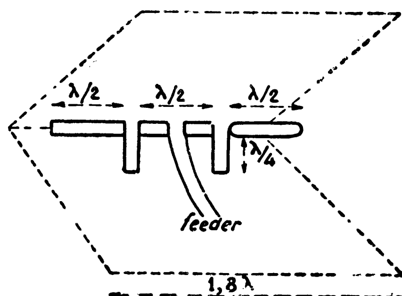


Fig. VI-70. — *Trois demi-ondes en phase dans un réflecteur dièdre. Gain possible* : 15 *dB*

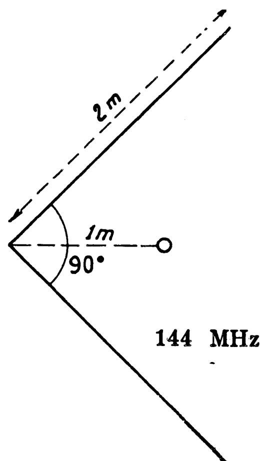


Fig. VI-71

Longueur des tiges du réflecteur : 1 m 20.

Espacement entre tiges : 12 cm.

Longueur du dipôle : 95 cm ; ∅ 20 mm à 30 mm.

Antenne dièdre pour 144 MHz.

Gain : 10 dB. R_r = 150 Ω.

(Ce modèle est réduit pour éviter un trop grand encombrement. Le gain pourrait être un peu augmenté en diminuant l'angle pour amener R_r à 70 Ω. Angle de 60° environ.)

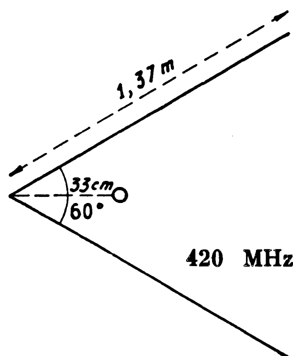


Fig. VI-72

Longueur des tiges : 42 cm.

Espacement entre tiges : 7 cm.

Longueur du dipôle : 65 cm ; ∅ 20 mm.

Antenne dièdre pour 420 MHz.

Gain : 12 dB. R_r = 70 Ω.

La figure VI-68 montre que le gain maximum est obtenu avec un angle dièdre de 45° et une distance dipôle-sommet du dièdre comprise entre 0,4 et 0,5 λ ; cette dernière distance donne une résistance de rayonnement de 18 Ω. On peut l'amener à environ 75 Ω en utilisant au lieu du dipôle simple, un trombone à éléments égaux qui multiplie l'impédance par 4.

$$4 \times = 72\ \Omega$$

L'alimentation par un co-axial 75 Ω sera tout à fait correcte. On utilisera un dispositif symétrique-assymétrique pour réaliser cette alimentation dans les règles de l'art.

L'utilisation d'un réflecteur parabolique ou lieu d'un réflecteur dièdre complique la réalisation du réflecteur sans augmenter le gain d'une manière appréciable. D'autre part, le dipôle devant se trouver au foyer de la parabole, cela supprime la souplesse dans l'adaptation que permet le réflecteur dièdre avec ses deux paramètres variables : angle du dièdre et distance dipôle-sommet.

Un réflecteur en forme de paraboloïde de révolution (voir plus loin) ne peut être utilisé que sur les ondes centimétriques. On utilise ce genre de réflecteur dans les relais micro-ondes. Les figures VI-71 et VI-72 donnent les dimensions d'antennes à réflecteur dièdre pour 144 MHz et 420 MHz.

Antenne-rideau (144 MHz) à 20 éléments

Voici une antenne bien connue et pourtant peu employée susceptible d'être très appréciée dans certains cas. Elle comporte essentiellement 10 antennes à deux éléments d'espacement quart d'onde, dont les radiateurs sont couplés en phase, à haute impédance. L'impédance de l'ensemble est de 300 Ω et le gain mesuré est de 17 dB. La figure VI-73 reproduit toutes les cotes utiles à sa réalisation ainsi que celles du balun qui a le double rôle de passage symétrique-dissymétrique et d'adaptation d'impédance 75 Ω/300 Ω.

Son angle d'ouverture présente un avantage certain sur la directivité de la Yagi, dans la recherche des stations. Son emploi est assez peu répandu du fait de son encombrement et de sa construction plus complexe qu'une Yagi.

Précisons tout de suite que tous les éléments doivent être isolés en leur point de fixation. Pour la fabrication, nous employons du tube plastique renforcé.

Les pièces de fixations sont celles employées dans la fabrication des antennes de télévision, mais toutes autres peuvent convenir (tés, équerres ; quatre brides et une plaque de tôle). Les dimensions sont toutes à respecter pour avoir le meilleur fonctionnement. Le tube central est un mât en acier de 35 mm de diamètre. Pour une bonne rigidité mécanique, il est nécessaire de ne pas descendre en-dessous de ce diamètre.

1) Les réflecteurs :

Ils sont en tringle d'aluminium de 4 mm de diamètre et mesurent 1,03 m. La fixation centrale est légèrement décentrée de façon à ce que deux réflecteurs ne se touchent pas et que l'espace entre leurs extrémités soit sensiblement égal à l'espacement de deux lignes.

2) Les éléments actifs :

Ils sont aussi en tringle d'aluminium de 4 mm de diamètre et ont 99 cm de longueur.

Aux extrémités, ces éléments seront filetés. La longueur du filetage dépend de l'emplacement de l'élément. Les deux éléments centraux (où vient se brancher le câble ou le transformateur) il y a lieu de prévoir une longueur plus grande

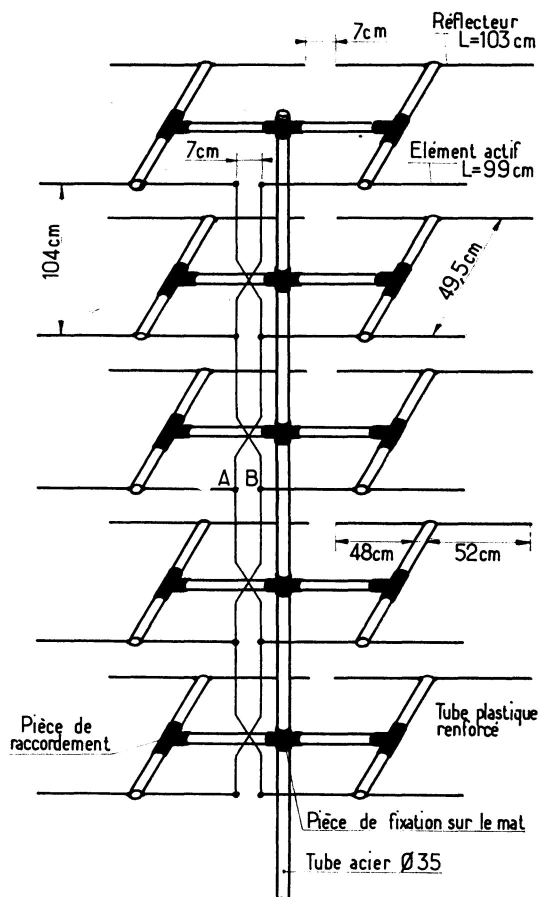


FIG. VI-73

(20 mm environ). Pour les autres éléments, il convient de fileter 10 à 15 mm. Le serrage des lignes de couplage se fait entre les deux écrous de 4 mm.

3) Les lignes :

Elles sont aussi en tringle d'aluminium de 4 mm et sont pliées de façon à ce qu'elles ne se touchent pas en se croisant.

Leurs extrémités sont aplaties et percées d'un trou de 4,1 mm de diamètre de façon à venir sur le filetage des éléments actifs pour être serrés.

On peut très bien les exécuter aussi en fil de cuivre TH de 15/10e de mm aux extrémités desquelles on aura soudé de petites cosses étamées pour la fixation sur les éléments actifs.

Conclusion :

Cette antenne peut être choisie dans tous les cas où il faut un grand angle d'ouverture. Dans les régions montagneuses où les échos servent quelquefois au trafic, son emploi est recommandé. Avec deux de ces antennes couplées, il est facile de couvrir un angle de 180°, sans être obligé de faire tourner l'aérien.

Il est à noter que certains émetteurs TV utilisent cette antenne pour son grand angle d'ouverture.

Néanmoins, il reste l'encombrement.

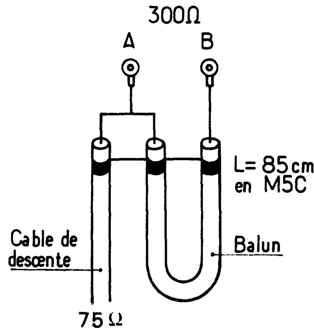


Fig. VI-74

ANTENNE A REFLECTEUR-PLAN

C'est une extrapolation de l'antenne-rideau dans laquelle les éléments réflecteurs linéaires sont remplacés par un réflecteur de grande surface.

Ce type d'aérien est réputé comme alliant un rapport avant-arrière élevé à une bande passante très large. Pour un réflecteur convenablement positionné, le gain, par rapport à un doublet isotropique, est donné par la relation :

$$G = \frac{4 \pi ab}{\lambda^2}$$ où a et b sont les dimensions du réflecteur.

L'angle d'ouverture à — 3 dB dans le plan horizontal est :

$$H^\circ = \frac{51}{b}$$

et, dans le plan vertical, $V^\circ = \frac{51}{a}$.

L'antenne comporte essentiellement un panneau réflecteur en grillage à maille de 40 mm, tendu sur un cadre métallique de 6 m × 3 m devant lequel sont disposées à 0,15 λ (30 cm) deux baies de 6 dipôles λ/2 de 99 cm, groupés par deux, sur une même ligne et alimentés à leur extrémité par une ligne rigide de fil de 4 mm à croisement alterné entre chaque niveau. L'alimentation de chaque baie s'effectue aux joints AB et A'B' comme le montre la figure VI-75. Il est aisé de

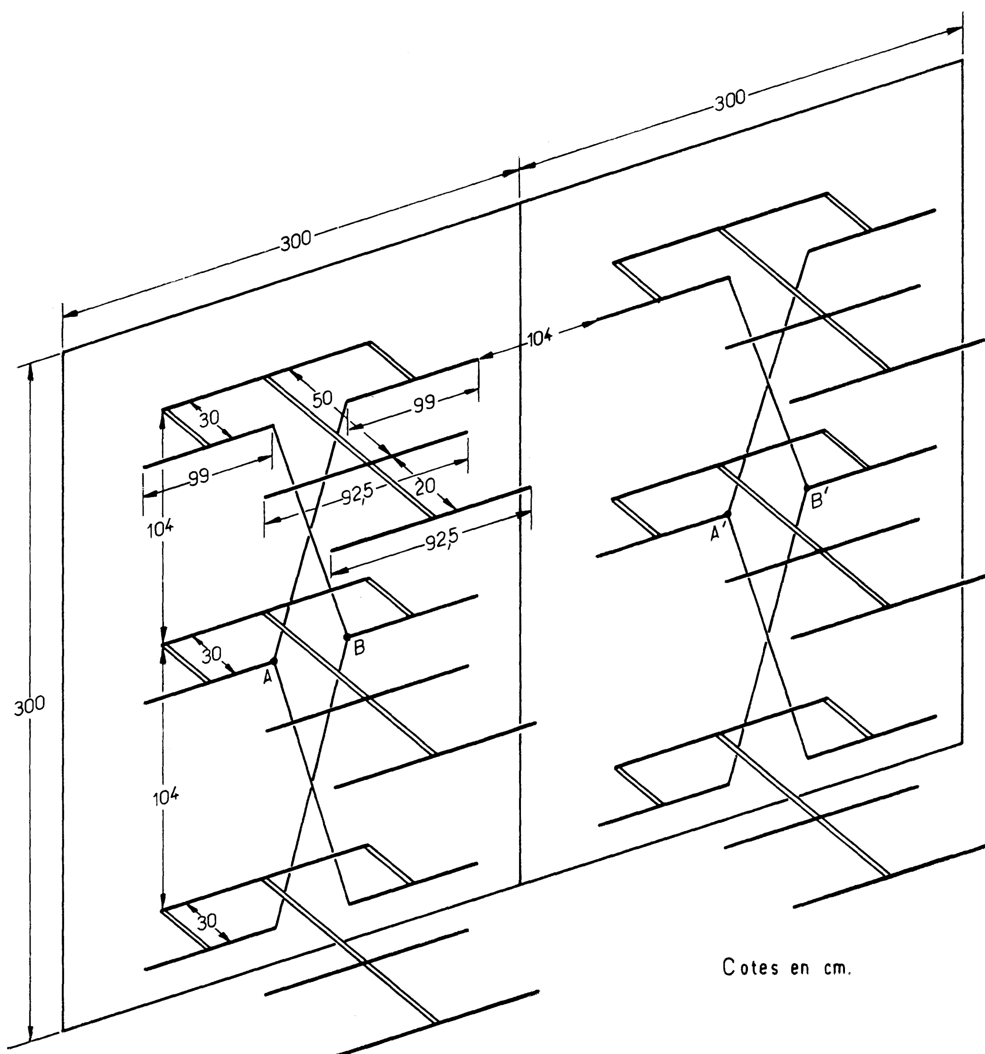


Fig. VI-75

remarquer que les éléments sont les mêmes que ceux de l'antenne-rideau. On peut également assimiler chaque baie de 6 dipôles λ/2 à 3 brins onde entière espacés d'une demi-longueur d'onde et alimentés en phase au milieu de l'élément central.

C'est une façon simplifiée d'analyser le croquis descriptif d'ensemble de la figure VI-76.

Les deux baies sont réunies, chacune, à un tronçon de ligne souple 300 Ω, comportant un nombre exact de demi-longueurs d'onde électriques, soit

$$n \times \frac{\lambda}{2} \quad k,$$

formule dans laquelle k est le facteur de vélocité du ruban plat utilisé. Cette longueur critique se détermine fort bien à l'impédance-mètre, décrit par ailleurs. Chaque ligne aboutit alors à l'extrémité d'une autre ligne à fils parallèles, à air, constituée par deux fils de 4 mm de diamètre, espacés de 3 cm, d'une longueur de 1 m environ. L'alimentation s'effectue sur cette ligne par câble 75 Ω associé à un passage symétrique/dissymétrique (balun) analogue à celui décrit plus haut, qui

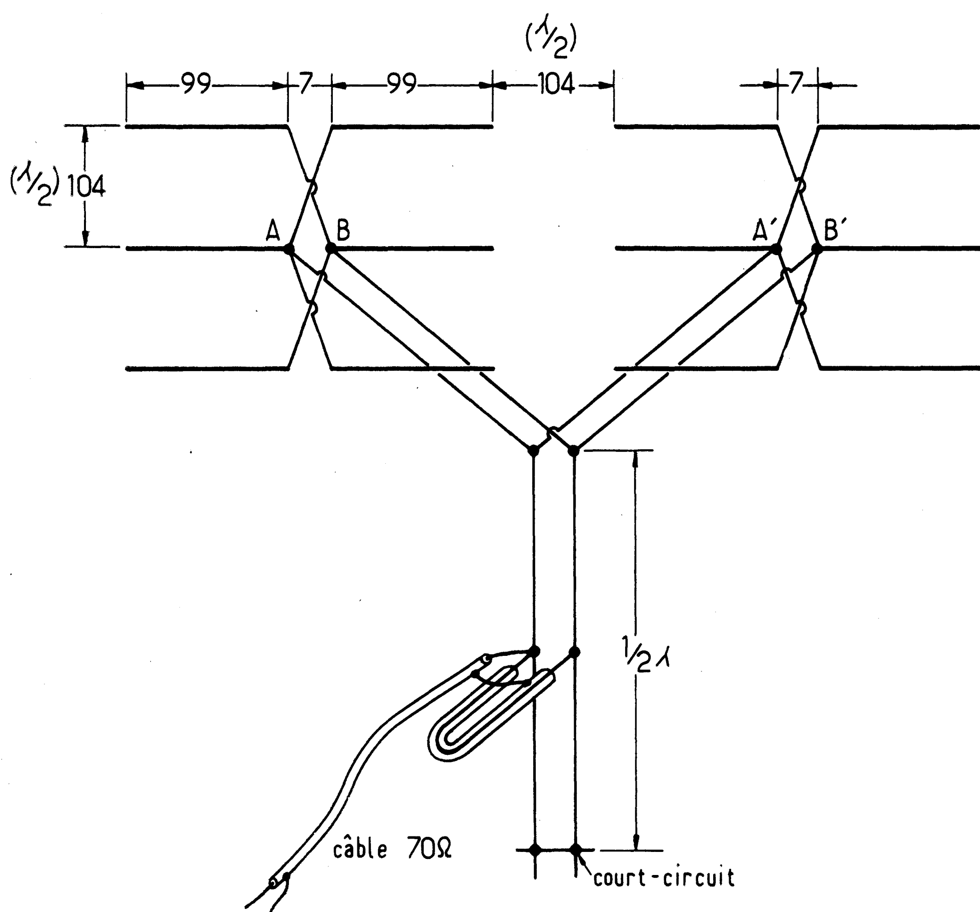


FIG. VI-76

symétrise l'antenne. La position du court-circuit, déterminant la base de la $\frac{1}{2}\lambda$, et de l'attaque sur la ligne, retouchés alternativement, permettent d'atteindre aisément un rapport d'ondes stationnaires voisin de l'unité.

Ajoutons sur le plan pratique que les dipôles sont fixés sur l'armature métallique du réflecteur par des brins de matière plastique isolante de 30 cm de long, au nombre de 12.

Telle quelle, cette antenne qui présente beaucoup d'analogies avec la description précédente, a montré un gain sensiblement voisin de celui prévu par le calcul théorique. C'est ce qui a encouragé l'auteur (F 8 DO) à pousser plus loin les possibilités de l'aérien en minimisant chaque paire de dipôles de deux éléments directeurs (L = 92,5 cm) supportés par une barre de plastique isolant de 70 cm de long et disposés à 0,1 λ l'un de l'autre et à 0,1 λ en avant du plan des éléments rayonnants. Cette adjonction, après retouche de l'adaptation à la base, a conduit à améliorer le gain total de 3 dB et à le porter ainsi à 18-19 dB par rapport au simple dipôle. Le rapport avant-arrière est alors supérieur à 30 dB, avec un angle d'ouverture de 22 à 26° dans les deux plans.

C'est, évidemment, une antenne de haute compétition réservée à des réalisateurs avertis. Elle excelle dans le trafic expérimental par réflexion lunaire ou sur les essaims de météorites. Cette utilisation postule naturellement pour une double commande d'orientation à la fois en site et en azimuth.

Antennes drapeau

Aux U.H.F. ($f > 300$ MHz) on utilise des antennes spéciales. L'antenne drapeau est une antenne de réception ; elle utilise un dipôle qui au lieu d'avoir la forme d'un conducteur tubulaire affecte la forme de deux triangles isocèles opposés par un sommet, chaque triangle formant la moitié d'un dipôle demi-onde. Cette forme a pour but d'augmenter la surface du dipôle, donc d'augmenter son pouvoir de captation (qui devient plus faible au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence.

De plus elle donne au dipôle la propriété de pouvoir capter dans des conditions à peu près égales les signaux émis dans une large bande de fréquence, par exemple entre 500 et 900 MHz.

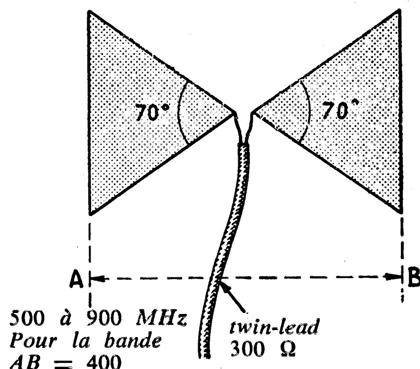


FIG. VI-77. — *Antenne drapeau. Gain de 1 à 4 dB (1 à 500 MHz, 4 à 900 MHz).*

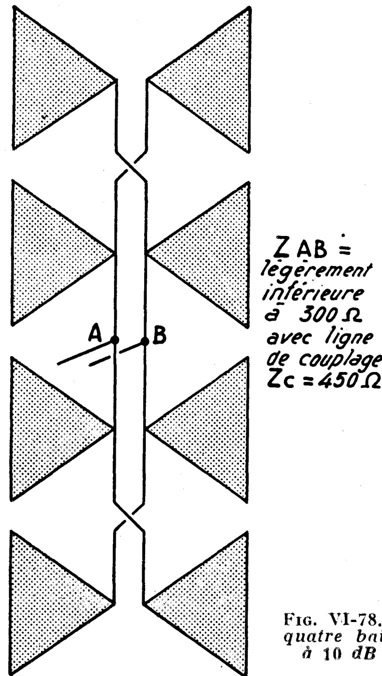


FIG. VI-78. — *Antenne drapeau à quatre baies en phase. Gain de 7 à 10 dB (7 à 500 MHz, 10 à 900 MHz).*

On peut placer cette antenne devant un réflecteur plan, dans un réflecteur dièdre et même coupler ensemble plusieurs de ces antennes de la façon habituelle.

L'impédance au centre de l'antenne drapeau varie avec l'angle au sommet du triangle isocèle. Pour un angle de 70° la résistance de rayonnement est 300 Ω.

Pour éviter la trop grande prise au vent le triangle sera fabriqué en tôle perforée.

Les fig. VI-77 et VI-78 montrent l'antenne drapeau simple et une antenne à quatre baies alimentées en phase. 2 ou 3 dB supplémentaires pourraient être apportés par l'utilisation d'un réflecteur plan.

L'antenne « squelette »

Elle comporte un cadre dont à première vue il est difficile de s'expliquer le fonctionnement étant donné qu'il est entièrement fermé. Cependant, avec un peu d'imagination, on peut le décomposer ainsi : 2 demi-ondes repliées, l'une à la partie supérieure du cadre, l'autre à la partie inférieure, alimentées par leurs extrémités à l'aide d'une ligne à fils parallèles dont l'impédance caractéristique correspond à l'impédance de l'antenne entre ses deux extrémités. Une ligne permet alors d'adapter la ligne de couplage au feeder de descente.

La figure VI-80 montre comment on peut envisager le comportement de cette antenne conformément aux explications précédentes. Des mesures effectuées sur cette antenne par son inventeur anglais B. Sykes (G2HCG) ont prouvé la vrai-

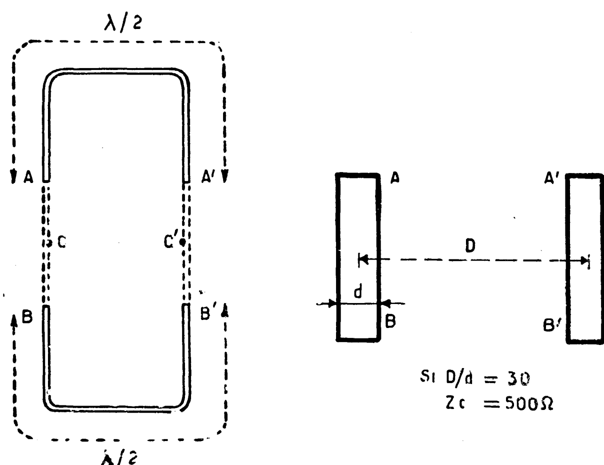


Fig. VI-79

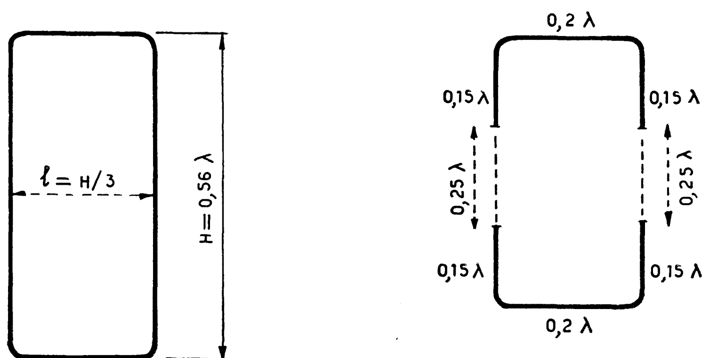


Fig. VI-80

semblance de cette explication. L'impédance en A A' et B B' est de l'ordre de 500 Ω. Quand la longueur entre ces 2 paires de points est voisine de λ/2 et d'autre part, le rapport D/d de l'écartement entre tubes D de la ligne de couplage au diamètre d des tubes est précisément celui qui correspond à cette impédance. La forme du cadre et le diamètre du tube utilisé pour le constituer ne peuvent dont être quelconques. Des essais faits par l'auteur lui ont appris que la distance la plus favorable, entre la partie horizontale des dipôles repliés était 0,56 λ alors que la distance optimum des 2 tubes constituant à la fois la ligne de couplage et les extrémités repliées de l'antenne avoisinait $\frac{1}{3}$ de la longueur soit 0,19 λ.

Chaque dipôle serait donc constitué par une partie horizontale égale à 0,2 λ environ et deux parties verticales de 0,15 λ environ, figure VI-80.

Pour alimenter le cadre l'auteur propose le système de la fig. VI-81 qui utilise un quart d'onde d'adaptation sur lequel est raccordé un feeder à basse impédance. La jonction du câble se fait à l'endroit où le rapport d'ondes stationnaires est le plus faible.

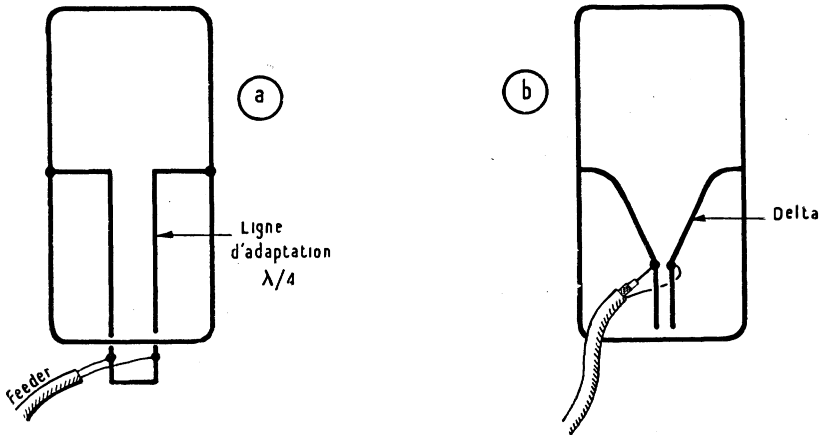


Fig. VI-81

Une application à la télévision de ce type d'antenne a été faite par les établissements « Le Louarn ». L'adaptation d'impédance est faite sur ce type d'antenne par un delta et la réactance au point d'attaque du feeder coaxial 75 Ω est annulée par un petit tronçon de ligne ouverte 300 Ω. Le tableau donne les dimensions de l'antenne et la bande couverte pour différentes fréquences. Il va de soi que cette antenne sera particulièrement intéressante en V.H.F. et T.V. A l'avantage de ce type d'antenne, on donne sa simplicité, sa large bande passante, sa légèreté et son insensibilité aux obstacles proches (?). En général on l'utilise munie de réflecteurs placés à l'aplomb du milieu de la partie repliée de chaque dipôle à une distance de 0,3 λ environ à l'arrière de ceux-ci. Ainsi l'action du réflecteur sur l'impédance du dipôle est négligeable fig. VI-82.

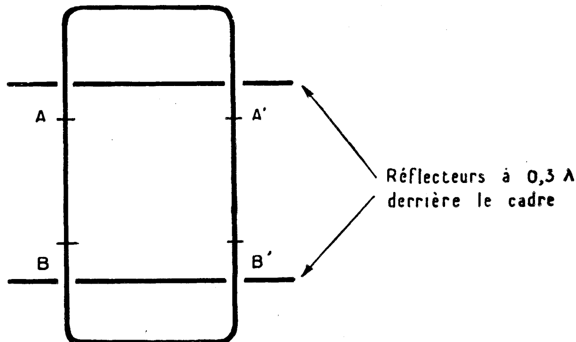


Fig. VI-82

Gamme couverte en MHz	Fréquence centrale en MHz	Longueur du cadre H cm	Largeur du cadre l cm	Diamètre optimum du tube en mm	Diamètre minimum du tube
7-11,2	9,2	1 828	610	190	50
10,8-17,2	14	1 194	398	120	31
14-22	18,5	914	305	95	25
16,2-25,7	21	792	264	82	22
20-30,5	26	648	216	67	20
21,5-34	28	597	199	63	16
28-44	36,5	456	152	44	12,5
115-177	145	116	38,5	12,5	3
140-210	180	94	31,7	9	3
340-530	435	38,5	12,8	3	3

Dimensions des antennes « squelette » pour diverses gammes de fréquences.

Quelques autres antennes intéressantes pour les amateurs

Il est bon qu'un tel ouvrage soit à la fois théorique et documentaire. C'est pourquoi nous avons choisi parmi les nombreuses réalisations celles qui présentent une certaine originalité, notamment des antennes pour UHF et des antennes multibandes orientables à éléments raccourcis.

Réalisation pratique d'une antenne Yagi (435 MHz) (2 × 7 éléments)

Cette antenne, proposée par l'amateur anglais G5DT, allie la simplicité à l'efficacité ; c'est pourquoi elle a été adoptée par nombre d'adeptes de la bande 70 cm du continent. Sa réalisation nous montre que les brins parasites sont ceux d'une Yagi à double baie associés à un élément radiateur du type squelette (fig. VI-83 et 84).

Les deux traverses sont obligatoirement des baguettes de bois de 85 cm de long, de manière à respecter les écartements suivants :

A = 133 mm — D = 127 mm
B = 127 mm — E = 121 mm
C = 127 mm — F = 184 mm

Les éléments sont en fil ou tube de 3 mm, en cuivre et taillés ainsi :

1 = 267 mm — 4 = 279 mm
2 = 273 mm — 5 = 286 mm
3 = 276 mm — 6 = 355 mm

Quant au « squelette » et au delta d'adaptation, ils sont en tube de cuivre de 5 mm, aux dimensions de la figure. Le câble coaxial 75 Ω est fixé sur la courte section de ligne parallèle finale (51 mm) au point donnant le R.O.S. minimum.

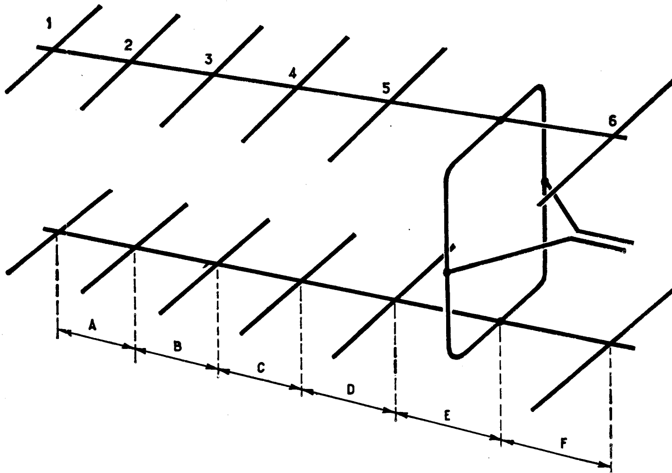


FIG. VI-83. — *Antenne 435 Yagi avec radiateur squelette 2 × 7 éléments.*

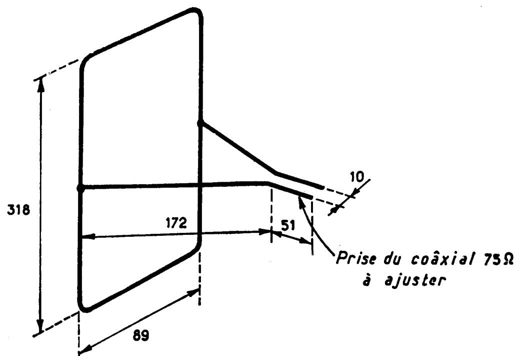


FIG. — VI-84. — *Détail du squelette radiateur.*

Le gain mesuré est de 13 dB, ce qui est tout à fait remarquable, étant donné l'encombrement réduit et le faible poids de cette antenne. D'excellents résultats en ont été obtenus et elle s'adresse à tous ceux qui n'ont pas de moyens de mesures appropriés.

L'antenne « Cubical Quad »

Cette étude comprendra deux parties: d'abord une étude théorique, puis la partie pratique de construction et de mise au point.

« Anatomie et physiologie » de l'aérien « Cubical Quad »

Considérons un dipôle replié demi-onde constitué par deux éléments de même diamètre espacés de quelques centimètres et dont l'un est ouvert en son centre pour recevoir la ligne qui l'alimente (fig. VI-85). On sait que l'impédance d'un tel dipôle est de l'ordre de quatre fois celle d'un brin demi-onde unique, soit très près de 300 ohms, du moins lorsqu'il se trouve suffisamment éloigné de la terre et des masses environnantes. Son rayonnement et sa directivité sont exacte-

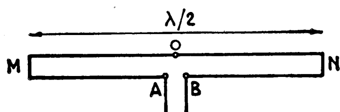


Fig. VI-85

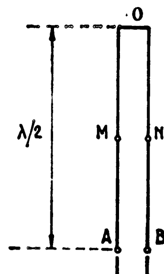


Fig. VI-86

ment semblables à ceux d'un dipôle simple, mais la résonance du dipôle replié est plus « plate », la courbe qui la matérialise moins pointue, et sa bande passante plus large. C'est pourquoi le dipôle replié est plus approprié au travail sur une plage relativement étendue que n'importe quel dipôle simple. L'impédance aux extrémités est beaucoup plus basse que celle qu'on relève aux mêmes points sur un doublet classique. Imaginons que nous déformions les conducteurs formant le trombone comme le montre la figure VI-86. Il devient une ligne demi-onde court-circuitée à l'extrémité opposée O, aux points d'attaque AB et donc de résistance d'entrée nulle. Il semble donc que le moyen terme de la figure VI-87 qui représente le dipôle sous la forme d'un carré de λ/4 de côté doive avoir une résistance d'entrée comprise entre 0 et 300 ohms, soit environ 150 ohms. Et la pratique le confirme. Voilà une première interprétation. Mais rien n'empêche de transposer cette dernière disposition en appliquant la ligne d'alimentation non à un sommet, mais au milieu d'un côté (fig. VI-88), ce qui est le résultat d'une autre déformation du dipôle replié dont on est parti.

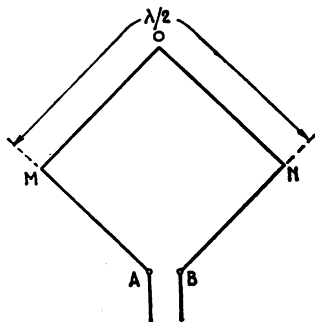


Fig. VI-87

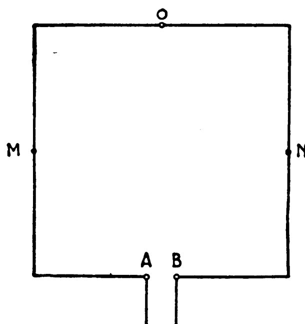


Fig. VI-88

Dans un cas comme dans l'autre, le système rayonne perpendiculairement au plan du carré obtenu et un gain de près d'un décibel est obtenu dans les deux directions avec un très faible rayonnement de polarisation verticale, dans le plan du cadre dû aux deux côtés verticaux avec un système identique à celui de la figure VI-88.

Cette disposition conduit à considérer le cadre en question comme constitué par deux brins demi-onde MON et MABN, en phase dont le seul brin MABN est alimenté en son centre. Comme les points M et N sont le siège de courants extrêmements faibles, cette conception est parfaitement acceptable. Notons, en passant, que l'élément rayonnant de l'antenne squelette repose sur les mêmes bases, mais pour obtenir un gain légèrement supérieur (3 dB) les centres des deux dipôles sont plus éloignés l'un de l'autre, ce qui donne au cadre la forme d'un rectangle.

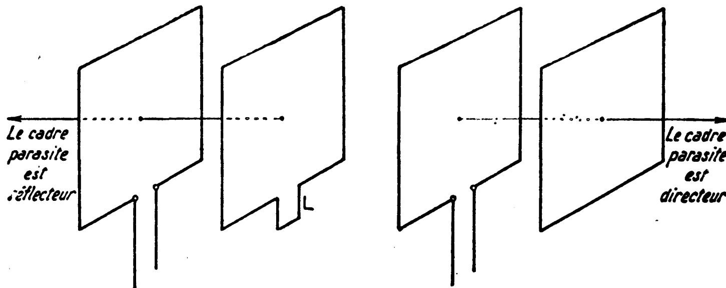


Fig. VI-89

Bien qu'on puisse l'utiliser tel quel, et c'est un excellent radiateur, le carré ne présente un réel intérêt que lorsqu'il est associé à un cadre parasite (directeur ou réflecteur) comme on le ferait pour un dipôle ordinaire. L'ensemble présente alors un gain théorique de l'ordre de 6 dB, c'est-à-dire celui d'une antenne Yagi à deux éléments, et à l'aspect de la figure VI-89. Le gain énoncé ci-dessus est valable pour un espacement 0,1 à 0,2 λ, à 0,5 dB près et l'impédance au centre se comporte ainsi entre ces deux limites :

0,1 λ = 60 ohms
0,12 λ = 72 ohms
0,15 λ = 85 ohms
0,17 λ = 95 ohms
0,2 λ = 110 ohms

Ces mesures ont été faites à une demi-onde au-dessus du sol et les valeurs ci-dessus décroissent jusqu'à 60 ohms pour 3/8 aussi bien que pour 3/4 d'onde au-dessus du sol pour se retrouver à peu près identiques, à une onde entière et plus, au-dessus du sol.

Quant à l'angle de rayonnement qui est formé avec l'horizontale par l'axe du lobe principal, il varie également avec le dégagement de l'aérien : 40° à un quart d'onde, 25° à une demi-onde et 12° à une onde entière au-dessus du sol, ce qui fait de l'antenne Quad la plus favorable dans les cas où on ne peut l'élever très haut.

Dans la pratique, la construction de l'antenne révèle certaines surprises. Il est de coutume de considérer qu'une demi-onde en fil a une dimension physique de l'ordre de 95/100 de la demi-onde électrique. Il est d'ailleurs facile de le vérifier au grid-dip. Eh ! bien, si l'on part des mêmes données pour la « Quad »,

on s'aperçoit qu'un cadre de 95/100 de lambda est beaucoup trop court. Ceci s'explique par le fait que l'effet d'extrémités est absent puisqu'on est ici en présence... d'une boucle. Et le cadre a une dimension physique légèrement supérieure à une onde entière, au moins en espace libre. On peut se baser pour le radiateur seul sur une longueur de 1,03 λ. On trouvera par ailleurs les dimensions optimum pour les différentes bandes.

L'antenne Quad à cadre parasite

Il n'est pas dans notre propos de rappeler les vertus des antennes directives, mais il faut tout de même souligner l'intérêt pour l'amateur de ne pas disperser à tous les vents l'énergie relativement minime que produit l'émetteur. Il est bon, en particulier, de réduire autant que faire se peut le rayonnement arrière et c'est le rôle des brins parasites de toutes les antennes du type « beam » où l'atténuation du rayonnement arrière a pour contrepartie un gain avant non négligeable. Mais étant donné le développement important des cadres, il ne semble pas possible pour un amateur moyen d'aller au-delà d'un cadre parasite. Taillé 5 % plus court que le radiateur, il se comporte en directeur et plus long, il devient réflecteur. C'est cette dernière solution qu'on adopte le plus volontiers pour des raisons mécaniques, encore que rien ne s'opposerait aux fréquences élevées (100 MHz et plus) à l'emploi de l'un et de l'autre. Le rapport avant-arrière d'une Quad à cadre réflecteur, bien réglé, est de l'ordre de 25 dB, ce qui est extrêmement spectaculaire.

Dans la pratique, les deux cadres sont de même dimension et on rallonge généralement le cadre parasite par une ligne à fils parallèles, fermée, insérée au centre d'un des brins horizontaux. Le court-circuit en est ajustable, ce qui permet très simplement un réglage extrêmement précis.

Au reste voici les dimensions de l'antenne Quad pour les bandes où elle peut être employée facilement (impédance 70 Ω, rapport avant-arrière 25 dB).

DIMENSIONS DE L'ANTENNE QUAD

Bande (1)	Périmètre des cadres (2)	Espacement (3)	Longueur approximative de la ligne du réflecteur (4)	Court-circuit entre (5)	Ecartement (6)
14 MHz (14,1)	21,44 m	2,55 m	1 m	85-95 cm	10 cm
21 MHz (21,2)	14,25 m	1,75 m	0,60 m	48-56 cm	10 cm
28 MHz (28,4)	10,65 m	1,27 m	0,50 m	39-44 cm	10 cm
144 MHz (145)	2,10 m	0,26 m	0,10 m	7-10 cm	3 cm

De ce tableau ressort la présence de la partie repliée du réflecteur qui a pour objet d'en augmenter la longueur. Cette section est constituée par deux fils parallèles taillés aux dimensions de la colonne (4) et court-circuités à une longueur suggérée par les données expérimentales de la colonne suivante (5). Lorsque le réglage correct est trouvé on supprime les bouts morts et on soude solidement la barre de court-circuit.

D'autres méthodes permettent de faire résonner le réflecteur sur la fréquence convenable. On les trouvera résumées sur la figure VI-90. En (a), c'est le moyen

énoncé ci-dessus de la ligne court-circuitée. En (b), nous trouvons une ligne de longueur fixe accordée en parallèle. En (c), c'est une bobine réglable et (d) montre la conjonction de (B) et (C), avec une bobine additionnelle fixe accordée par une capacité en parallèle. On a donc ici le choix des moyens. Si nous avons adopté la première solution, les autres sont tout aussi valables, quoique nous ayons surtout voulu éliminer condensateur ajustable, difficile à protéger et bobine, pour des raisons de poids, afin que le cadre réflecteur reste un carré parfait.

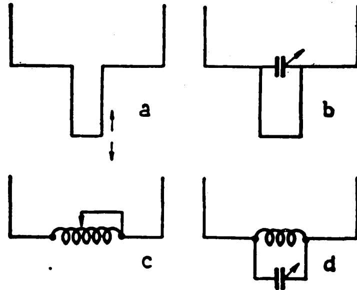


FIG. VI-90

Ainsi donc, les deux cadres sont d'égale dimension et le réflecteur est amené comme dans toutes les antennes directives à la résonance sur une fréquence légèrement inférieure. Il va sans dire qu'étant donné leur position respective, les deux cadres réagissent énergiquement l'un sur l'autre. Qu'on n'aille surtout pas mesurer la fréquence de résonance du radiateur seul au grid-dip, car on la trouvera fort loin de la fréquence de travail !

Par contre, on peut le faire, réflecteur en place avec court-circuit provisoire et on verra comment l'accord du second réagit sur le premier. Mieux même : avec les chiffres que nous donnons, il suffit d'amener le radiateur à la résonance sur la fréquence de travail choisie par ajustage du court-circuit pour achever le réglage définitif, et l'on peut se contenter de ce réglage.

Liaison à l'émetteur

Il faut considérer le radiateur comme un doublet et, par conséquent, nous sommes en présence d'une antenne parfaitement symétrique. De ce fait, son attaque doit être également symétrique et le seul moyen simple de la réaliser est d'utiliser une longueur quelconque de ligne commerciale 75 Ω à fils parallèles (twin-lead). Que se passerait-il si on employait un câble coaxial ? Du fait de sa dissymétrie, la gaine ne serait pas neutre et une partie non négligeable de la puissance appliquée au lieu d'atteindre l'antenne serait rayonnée par le câble et par conséquent pratiquement perdue d'où dégradation du rapport avant-arrière et de la puissance rayonnée, donc de l'efficacité de l'antenne.

Si l'on préfère un câble coaxial, ce qui se justifie surtout lorsque le circuit final de l'émetteur est un filtre en π, il faut envisager l'un des systèmes de couplage suivants :

Le plus simple consiste à glisser sur la partie terminale du câble, côté antenne, un morceau de tresse provenant d'un câble légèrement plus gros et mesurant, une fois bien appliquée sur la gaine isolante extérieure (fig. VI-91), un quart d'onde électrique — compte tenu du coefficient de vitesse, soit environ 0,7. Cette gaine extérieure est fixée mécaniquement avec un ruban adhésif, tout près du

point d'attaque de l'antenne et soudée à son extrémité inférieure à la gaine du câble qu'on met à jour sur une petite surface à cet effet. La longueur de gaine à fixer est de 3,65 m pour une antenne 14 MHz, 2,65 pour une antenne 21 MHz et 1,8 m pour une antenne 28 MHz.

Autre système également pratique et recommandable : le couplage en gamma, tout spécialement indiqué pour réaliser un passage dissymétrique et qui permet en outre une adaptation rigoureuse du câble à l'impédance de l'antenne (fig. VI-92). On remarquera que le cadre radiateur est entièrement fermé, que la gaine est fixée au milieu du côté et que le conducteur central est réuni en un point donné par un fil de 20/10 de mm parallèle au cadre et à une distance B de 3 à 5 cm suivant la bande. La distance A est approximativement 90 cm sur 14 MHz, 70 cm sur 21 MHz et 46 cm sur 28 MHz. Le condensateur ajustable, logé aussi près que possible du câble, pourra présenter une valeur de 100 pF et le réglage correct se situe respectivement au voisinage de 90 pF, 70 pF et 45 pF sur chacune des bandes qui nous intéressent. Ajoutons qu'un modèle miniature à très faible espacement convient très bien, même pour des puissances notablement supérieures à celles qui nous sont allouées.

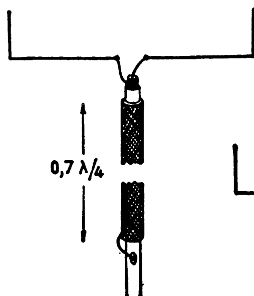


Fig. VI-91

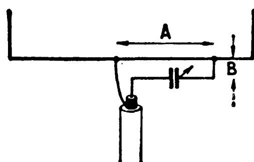


Fig. VI-92

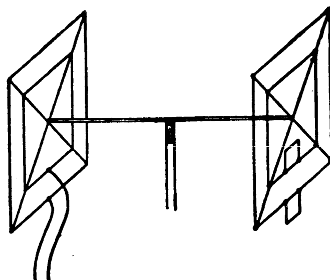


Fig. VI-93

Naturellement, un réglage s'impose pour obtenir le meilleur transfert du câble à l'antenne et partant le taux d'ondes stationnaires le plus bas. Les trois variables sont la capacité ajustable, la longueur A et l'espacement B.

Il est indispensable d'utiliser pour mener à bien cette mise au point capitale un pont de mesures d'ondes stationnaires ou un mesureur de puissance réfléchie.

Antenne Quad multi-bandes

Etant donné la structure du bâti de l'antenne Quad, il vient immédiatement à l'esprit de l'utiliser pour supporter deux et même trois cadres, un pour chaque bande. Le poids et la prise au vent en sont à peine accrus. Et c'est évidemment une solution élégante. L'antenne multibande se présente alors comme indiqué par la figure VI-93.

La mise au point est un peu plus complexe car les éléments réagissent les uns sur les autres d'une manière non négligeable. Il faut retoucher de proche en proche jusqu'au résultat final. Il convient de noter également que l'espacement qui convient pour une antenne ne convient plus pour l'autre. Si nous partons d'une distance de cadre à cadre convenable pour une antenne 20 m de 70 Ω, il est évident que l'espacement donne une valeur d'impédance beaucoup plus élevée pour 15 m et encore supérieure sur 10 m.

Réalisation pratique de l'antenne Quad

La première étape consiste à rassembler le matériel nécessaire à la réalisation de la charpente, c'est-à-dire une potence terminée sur deux croix Cette partie a tout intérêt à être en métal léger (dural ou tube acier) et entièrement soudée comme le fait ressortir la figure VI-94. La longueur du support horizontal sera empruntée à la colonne 3 du tableau et les bras de chaque croix coupés à 80 cm. Pour ne pas altérer les caractéristiques des éléments, il y a lieu de prolonger ces croix par un matériau non métallique : tiges de matière plastique

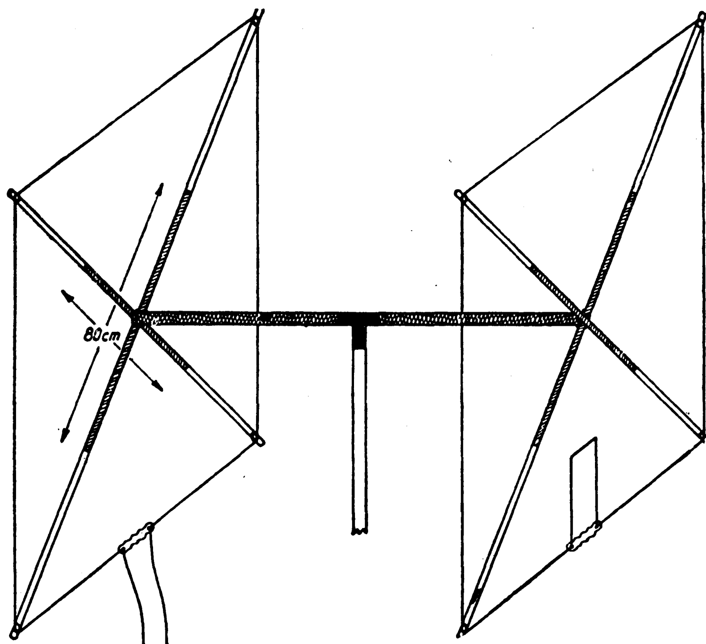


FIG. VI-94

rigide ou bois. Notre expérience a porté sur des bâtons de bois tournés et sur du bambou. Et l'un comme l'autre nous ont donné satisfaction. La dimension de chaque diagonale est 7,70 m (20 m), 5,10 m (15 m), 3,80 m (10 m). Chaque bras porte une petite poulie de nylon fixée à un collier réglable de manière à tendre comme il faut le fil du ou des cadres dont chacun est ouvert à sa partie inférieure par un petit isolateur en verre de 4 cm. Pour tous les essais que nous avons faits sur ces antennes, nous avons utilisé du fil émaillé de 20/10 de mm.

En bref, nous avons été passionnés par l'étude de cette antenne et par les essais nombreux qu'elle nous a amené à faire. Nous pensons en avoir donné une analyse suffisante. Quant aux résultats, ils sont à la mesure de l'intérêt qu'elle suscite. C'est pourquoi nous ne pouvons qu'encourager les OM'S qui veulent trafiquer en DX à s'équiper de cet aérien extrêmement efficace, d'une mise au point aisée.

Un aérien « Cubical Quad » pour la bande 435 MHz

Cette antenne, qui découle des description et étude qu'on trouvera par ailleurs, a été expérimentée et mise au point par un groupe d'amateurs parisiens adeptes des essais sur fréquences élevées. Elle est intéressante par son gain substantiel (10 dB environ) et par son poids et son encombrement réduits. On la

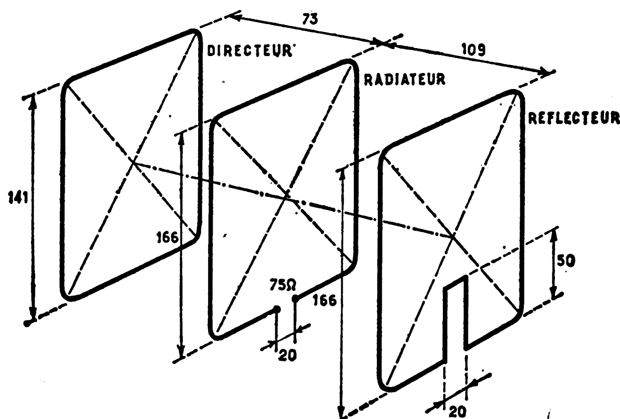


FIG. VI-95. — *Antenne Quad 435 MHz.*

réalisera aisément sur un « boom » en bois ou en matière plastique avec du fil de 30/10 de millimètre ou du tube de même diamètre ou d'un diamètre très voisin. La ligne ajustable du réflecteur permet de régler cet élément à la longueur voulue pour le meilleur gain (fig. VI-95).

L'antenne « Swiss-Quad »

L'antenne « Swiss-Quad » que nous proposons est le résultat d'une longue étude pratique, menée par un amateur suisse, M. Baumgartner, HB9CV, de Berne, qui a bien voulu nous accorder le privilège d'une description détaillée à l'intention des OM's de langue française. Ajoutons toutefois, que cette antenne est protégée par un brevet, ce qui n'exclut nullement sa réalisation par l'amateur pour son usage personnel.

Elle se compose de deux carrés parallèles d'un quart de d'onde de côté et espacés de un dixième de longueur d'onde au maximum. Ils sont repliés au centre de leur partie horizontale à 45°, ce qui permet de les fixer au même point central et de se passer de ce fameux support en croix, de grande envergure, qui a fait jusque-là reculer certains amateurs pourtant très tentés par la Quad (fig. VI-96). Nous avons alors un aérien, entièrement métallique et dont l'armature est entièrement à la masse : la fixation directe au mât-support s'effectuant en deux points de potentiel HF nul. On remarquera également que les cadres sont constitués par du tube léger pour les parties horizontales et par du fil pour les côtés verticaux, ce qui donne un ensemble léger mais de bonne rigidité mécanique. Les deux cadres sont alimentés, ainsi que nous le verrons plus loin et l'un qui mesure environ 5 % de moins constitue le directeur, tandis que l'autre agit comme réflecteur. La proxi-

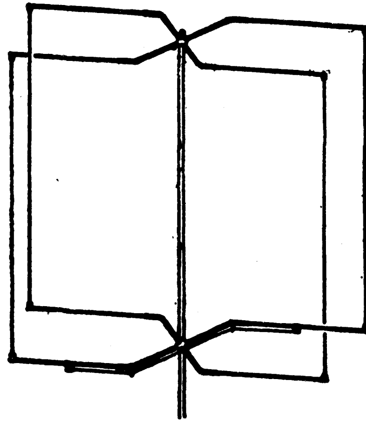


FIG. VI-96

mité des deux cadres parallèles, leur longueur critique, produisent la relation de phase nécessaire à la production d'un rayonnement dans une direction privilégiée. La puissance concentrée dans le lobe principal est voisine de 95 % de la puissance totale rayonnée, ce qui est tout à fait remarquable. Le repli des parties horizontales ainsi que la présence du mât ont une influence négligeable sur le diagramme de rayonnement.

Comme l'ensemble de l'antenne est alimenté, la puissance est répartie également dans les deux éléments et la résistance de rayonnement, du fait du faible espacement est légèrement inférieure à la moitié de celle d'un cadre résonnant seul (30 à 40 Ω). La bande passante est très convenable sur chaque bande et, bien que la réactance augmente d'une façon relativement rapide lorsqu'on s'écarte de la résonance, le diagramme de rayonnement n'est pas affecté pour des écarts allant jusqu'à 9 % de la fréquence centrale. La résonance de l'antenne complète, mesurée au point d'arrivée du câble d'alimentation est la moyenne de la fréquence d'accord

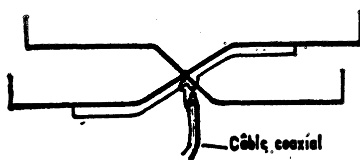


FIG. VI-97

des deux cadres pris isolément et la réactance capacitive du directeur est exactement compensée par l'inductance du réflecteur. La différence de longueur des périmètres de chaque carré a été fixée à 5 % après de nombreuses mesures. Si on la diminue, les lobes secondaires augmentent ; si au contraire, on l'augmente, le lobe principal s'élargit, ce qui diminue le gain avant. L'alimentation des deux éléments se fait très simplement par une double gamma-match (fig. VI-97), qui permet une adaptation parfaite du câble coaxial à l'antenne en même temps qu'il assure le passage du feeder dissymétrique à l'antenne symétrique. Tout cela est donc parfaitement sain et logique. Voyons comment le réaliser.

La figure VI-98 montre clairement la forme de la pièce permettent l'assemblage des tubes et la fixation sur le mât vertical qui sert de support rotatif à l'antenne. C'est un bloc octogonal d'aluminium portant deux évidements semi-circulaires en croix, destinés à recevoir les tubes horizontaux lorsqu'ils sont convenablement formés par pliage. Une pièce en U ou, à défaut, deux cavaliers en métal fort fixent fermement les tubes dans leur logement. Ces tubes d'un diamètre de 20 mm sont du type étiré en « Duralinox » mince et dur (20 × 18). Ils sont formés de telle manière que les extrémités pliées soient très exactement parallèles avec un espacement d'axe en axe qui varie selon la bande de travail (un dixième de longueur d'onde). Il en résulte que ces quatre tubes, avant formage, doivent mesurer au minimum, pour :

20 m : 3,40 m (Espacement 2,10 m)

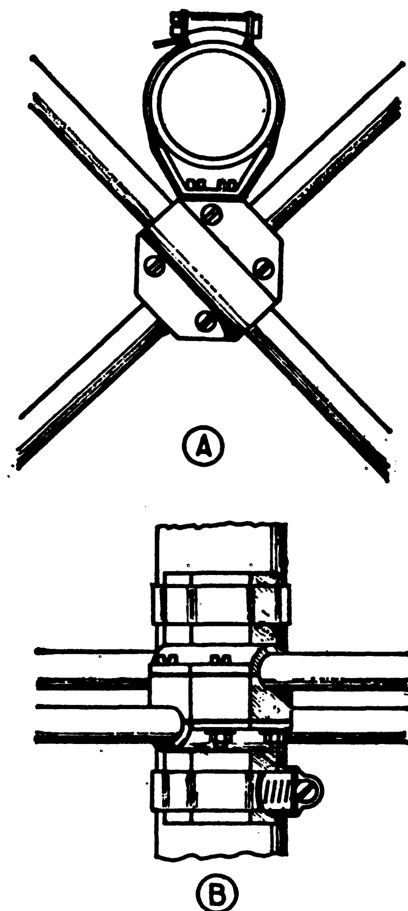


Fig. VI-98

15 m : 2,40 m (Espacement 1,40 m)
10 m : 1,90 m (Espacement 1,05 m)

Le travail de pliage se fait facilement, en atelier, mais peut être réalisé sans matériel spécial. Il suffit de boucher chaque tube à une extrémité, de le remplir de sable, et de le boucher à l'autre extrémité, puis de plier à l'endroit repéré en prenant appui sur un corps dur de forme convenable. On évite ainsi les déformations ou... les cassures franches. Certains alliages particulièrement durs seront chauffés au préalable à la lampe à souder ou au chalumeau à gaz mais sans excès pour ne pas amollir exagérément le métal qui présenterait alors des faiblesses impossibles à corriger.

Ces tubes sont alors complétés et prolongés par des tubes coulissants de diamètre inférieur. Cette disposition permet d'ajuster la longueur de manière précise. Si le tube intérieur pénètre avec un jeu exagéré, il suffit de scier l'extrémité du tube extérieur et de le munir d'un collier réglable qui permettra le moment venu un blocage définitif et un contact correct. Les extrémités de ces tubes coulissants dont la longueur est, encore une fois, fonction de la fréquence de travail, sont terminées par un méplat coudé à angle droit ou par une cosse à souder, modèle fort, pour recevoir les 4 conducteurs latéraux qui sont constitués par du fil de 15 à 20/10 mm.

Les dimensions des deux cadres relevées sur les antennes correctement ajustées et mises au point, sont résumées dans le tableau qui suit. Elles correspondent à un périmètre total de 1,188 λ pour le réflecteur et 1,12 λ pour le directeur et ce pour un espacement entre cadres de 0,1 λ.

Dans la pratique, les éléments verticaux sont égaux et c'est la longueur des brins horizontaux qui diffère. Elle est d'ailleurs ajustable, comme on l'a vu, par le jeu des parties télescopiques, ce qui permet d'obtenir la résonance de chaque cadre et le rapport de rayonnement avant-arrière le plus favorable. Mais la longueur (égale) des parties filaires peut être modifiée en faisant glisser le long du mât la pièce-support inférieure.

L'impédance de chaque cadre étant notablement différente de celle des câbles coaxiaux d'usage courant, on utilise un système d'adaptation en gamma-match double qui permet d'attaquer chaque cadre dans les conditions les plus favorables, tout en conservant à l'antenne une parfaite symétrie malgré une attaque dissymétrique. La figure VI-99 en montre le détail. On utilisera pour le réaliser du fil d'installation électrique, type TH, de 15 à 20/10 mm, auquel on conservera

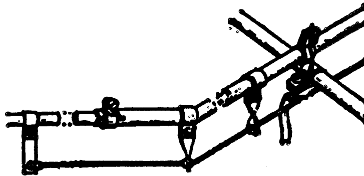


FIG. VI-99

sa gaine plastique sauf aux extrémités et au centre où se fixe le câble. La distance optima n'est pas critique : une bonne valeur est λ/200, soit, grosso-modo 5 cm pour une antenne destinée à la bande 28 MHz, 7,5 cm pour 21 MHz, 10 cm pour 14MHz, etc. Des entretoises métalliques munies d'un passe-fil assurent une parfaite rigidité du fil et seule, celle de l'extrémité est mobile pour permettre la mise au point et l'adaptation. Après quoi le fil est soudé et le collier bloqué. Le câble sera fixé au centre à travers une capacité variable de 100 pF.

Les résultats escomptés ne peuvent être atteints que si l'antenne est parfaitement réglée et mise au point. Il n'est pas possible de donner des dimensions précises au millimètre près, qui éviteraient les ultimes réglages. Sans doute une antenne construite aux dimensions ci-dessus fonctionnera-t-elle correctement du premier coup, mais il restera toujours, dans chaque cas particulier, à fignoler pour atteindre le fin du fin. Il faut disposer de deux choses indispensables : un grid-dip et un mesureur de puissance réfléchie (TOS-mètre). Les colliers extrêmes du gamma-match sont fixés arbitrairement au voisinage du milieu de la partie rectiligne comprise entre le coude et l'extrémité, le fil du gamma-match est coupé une quinzaine de centimètres plus long qu'il est nécessaire, le câble est mis en place de manière définitive : gaine à la masse, conducteur central au centre du gamma-match. A son extrémité libre, le câble coaxial est refermé sur une boucle, qui sera couplée lâchement à la bobine du grid-dip que nous allons utiliser maintenant. Il n'y a nullement lieu de s'étonner devant l'existence de plusieurs résonances nettes dans un système antenne-câble. Elles sont le fait du câble. Celle qui nous intéresse et qui est le fait de l'antenne est beaucoup plus floue et plus discrète parce que amortie (résistance de rayonnement). On découplera, autant que possible, pour bien identifier la fréquence centrale qu'on pourra apprécier avec précision sur le récepteur de trafic. Si celle-ci est trop éloignée du centre de la bande, il faudra modifier, dans un sens ou dans l'autre la dimension des cadres. On peut alors jouer sur la longueur des tubes en les faisant coulisser l'un dans l'autre également de quelques centimètres en plus ou en moins, ou bien déplacer la pièce d'assemblage centrale inférieure vers le haut ou vers le bas en modifiant la longueur des fils qui forment les côtés verticaux. Lorsqu'on est parvenu au résultat cherché, il restera au moyen du TOS-mètre et d'un émetteur de faible puissance, en rapport toutefois avec celle qu'exige l'appareil pour une déviation totale dans le sens direct, à rechercher le minimum de puissance réfléchie en déplaçant le point de fixation des colliers terminaux du gamma-match. Cette dernière opération modifie la résonance de l'antenne sur laquelle il faudra revenir. On considérera la mise au point comme satisfaisante lorsque la résonance désirée étant atteinte, le taux d'ondes stationnaires se situera autour de 1,2/1.

Résultats : Le diagramme de la figure VI-100 est fort intéressant, les chiffres relevés sur une de ces antennes, montée sur le toit d'une maison de 3 étages à environ 15 m du sol, ne le sont pas moins :

Gain de puissance par rapport à un dipôle à courte distance = 6 à 7,9 dB.

Gain en puissance par rapport à un dipôle à grande distance = 12 à 14 dB.

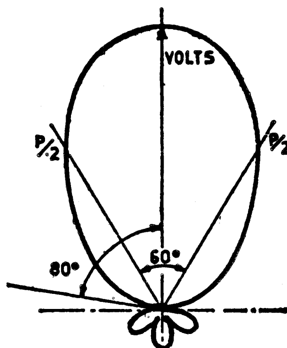


FIG. VI-100

Rapport arrière-avant.

A courte distance (15 km) 15 dB.

A moyenne distance (1 000 km) 10 à 12 dB.

A grande distance plus de 3 000 km) 18 à 24 dB.

Atténuation latérale.

Angle d'ouverture pour une diminution de puissance de moitié = 60°.

Nous sommes donc en face d'une excellente antenne, légère, solide (les essais ont été conduits sur une période de plusieurs années), compacte et dont la construction « tout à la masse » élimine les problèmes d'isolement. Ses performances en DX sont remarquables.

Naturellement, on peut extrapoler ses dimensions sur toutes les fréquences et la construction d'une « Swiss-Quad » en tube de cuivre pour les VHF, bénéficiant des performances ci-dessus est attractive.

Bande de travail (Fréquence centrale)	Longueur d'onde correspondante	Hauteur totale de l'antenne	Longueur totale horizontale du réflecteur	Longueur totale du directeur	Espacement (0,1 λ)
10 m (28,5 MHz)	10,52 m	3,11 m	3,20 m	3,02 m	1,05 m ou 0,78 m
15 m (21,2 MHz)	14,14 m	4,10 m	4,30 m	3,90 m	1,40 m
20 m (14,150 MHz)	21,20 m	6,14 m	6,44 m	5,83 m	2,10 m

N.B. — Par longueur totale horizontale du directeur ou du réflecteur, il faut entendre la distance d'un sommet à l'autre, sans tenir compte de la partie repliée vers le bloc d'assemblage et de fixation au mât. Ces valeurs sont correctes pour une attaque du gamma par le câble à travers une capacité de 100 pF.

Une antenne 14 MHz à éléments raccourcis

Cette antenne a pour particularité essentielle d'utiliser des éléments géométriquement raccourcis, ce qui la rend très compacte et d'un encombrement réduit. Nous ne reviendrons pas sur le moyen utilisé pour réduire la longueur des brins par une charge centrale. Les inductances sont réalisées en fil de 20/10 émaillé, écartement 1 mm entre spires, sur un mandrin de Lucoflex ou de polystyrène de 19 mm rentrant à frottement dur dans la première section de tube de dural utilisée. Pour plus de légèreté on a préféré réaliser les brins rayonnants en tubes télescopiques : la dernière section est ajustable et sa longueur se déduit des figures ci-contre. Cette disposition donne une parfaite rigidité aux brins tout en permettant une grande facilité de réglage par simple étirement ou compression. A l'aide du grid-dip on dégrossit les réglages de la manière suivante : le radiateur est accordé

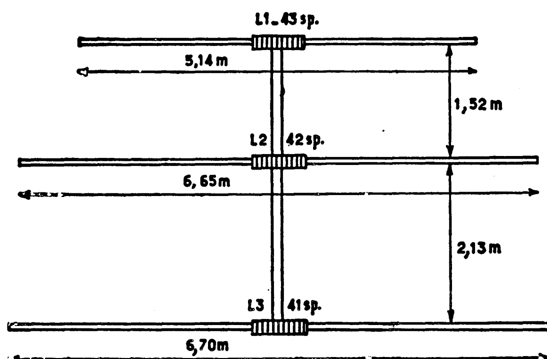


FIG. VI-101. — *Antenne compacte 14 MHz.*

sur le centre de la bande (14,2 MHz), le réflecteur sur 13,6 MHz et le directeur sur 14,8 MHz. Après quoi il est bon de revenir au radiateur pour s'assurer que sa fréquence de résonance n'a pas changé. L'accord final se fera, émetteur branché, au moyen d'un mesureur de champ pour le maximum de rayonnement avant et la dernière retouche portera toujours sur le radiateur.

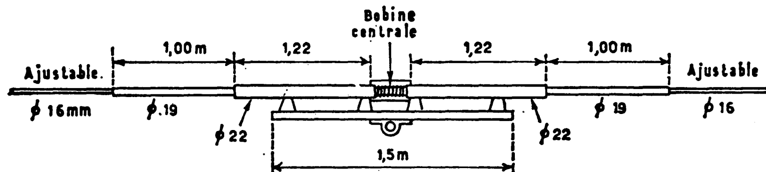


FIG. VI-102. — *Disposition adoptée pour chaque élément.*

Cette antenne peut être attaquée par une ligne à ondes progressives, donc de longueur quelconque. Pour un câble 52 ohms la bobine de couplage L compte 5 tours come le montre la figure VI-103. Avec un câble 75 ohms L = 6 tours et pour une ligne 300 ohms, L = 12 tours.

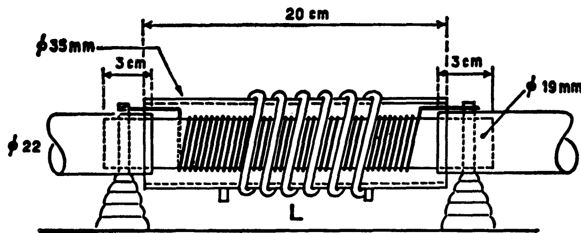


FIG. VI-103. — *Détail de la charge centrale des éléments et du dispositif de couplage au centre du radiateur.*

Les bobines centrales sont protégées par un tube de matière plastique rigide identique à celui qui sert de mandrin à la self d'antenne et le tout est noyé sous

une bonne couche de vernis HF pour une protection efficace contre l'humidité et l'oxydation.

Cette antenne pourrait être conçue aussi bien pour 21 et 28 MHz en extrapolant les dimensions données pour 14 MHz. Il importe avant tout, quelle que soit la fréquence de travail, que chaque élément, tube et bobine, résonne sur la fréquence choisie à ± 5 % près pour le directeur et le réflecteur et que la partie rayonnante tubulaire représente au moins un quart d'onde, de manière que la bande passante de l'aérien ne soit pas trop restreinte. On respectera, de toute manière, l'espacement habituel entre brins et la bobine de couplage sera également à modifier, puis la bobine centrale à laquelle elle est couplée sera elle-même moins importante puisque taillée pour une fréquence plus élevée. Le rapport du nombre de tours de l'une et de l'autre est de l'ordre de 7 pour un câble de 75 ohms et de 3,5 pour une ligne de 300 ohms.

L'antenne compacte « ZL Spécial » (28 MHz)

Cette antenne de dimensions réduites s'inscrit dans la série des aériens à éléments raccourcis qui ont été vulgarisés depuis quelques années. Elle n'a rien de mystérieux et si ses éléments tubulaires ont pu être tronqués c'est tout simplement parce qu'on a inséré au centre une inductance convenablement dimensionnée. C'est essentiellement un ensemble de deux demi-ondes en phase écartées l'une de l'autre de 1/10 λ (fig. VI-104).

Les quatre éléments tubulaires A sont identiques : 1,68 m de tube de dural de 12 mm de diamètre. Les deux bobines L_1 et L_2 sont ainsi réalisées : 10 spires de fil émaillé 15/10 mm sur un diamètre de 32 mm. La longueur de L_1 est de 5 cm et celle de L_2 8 cm.

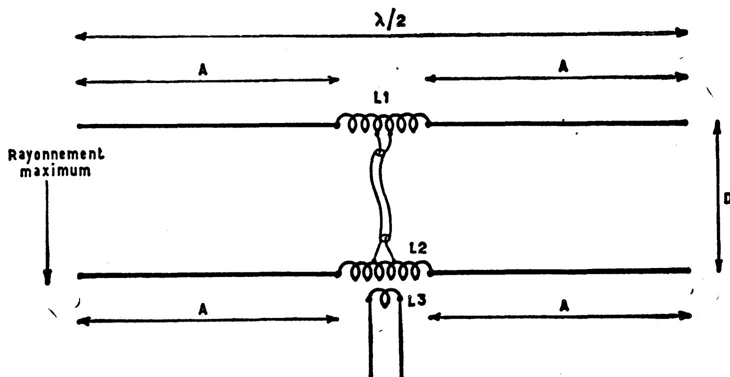


FIG. VI-104. — *L'antenne ZL spéciale « compacte »*

Les deux éléments, assemblés comme le montre la figure VI-105, sont mis en phase par une section de câble coaxial semi-aéré de bonne qualité (en pratique, tout câble dont le coefficient de vélocité est supérieur à 0,75 convient), de 1,13 m de long. On remarquera que le branchement de la ligne est croisé, faute de quoi la mise en phase ne pourrait pas être réalisée. Dans la pratique, l'ensemble étant très léger se contente d'un support en H de 1,10 m × 1,10 m en bois blanc ou en sapin, sur lequel on fixe les tubes au moyen de colonnettes de porcelaine.

Avec les cotes ci-dessus, l'antenne fonctionne à coup sûr, mais il est préférable, pour en tirer les meilleurs résultats, de la mettre soigneusement au point. Pour ce faire, il faut pouvoir ajuster avec précision la longueur des brins. Le moyen le plus simple consiste à munir les quatres tubes A d'un coulisseau terminal pénétrant à frottement dur dans le tube principal et permettant d'atteindre la dimension précitée à 10 cm près en plus ou en moins. La résonance correcte sera contrôlée au grid-dip comme on conseille de le faire pour tous les aériens. Quant à la mise en place correcte, elle se fera au moyen d'un mesureur d'ondes stationnaires.

La bande passante est excellente : pratiquement 800 kHz ce qui est plus que suffisant pour couvrir largement la bande européenne. Les dimensions données ci-dessus ont été établies pour une fréquence centrale de 28,4 MHz.

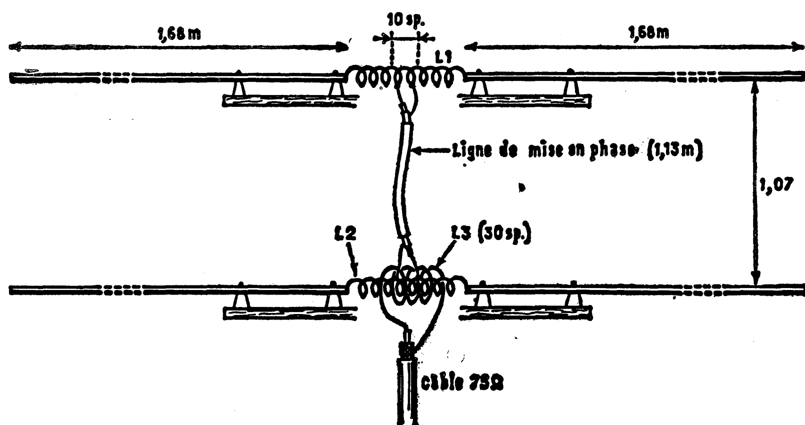


FIG. VI-105. — *Détail des bobines centrales et de la mise en phase.*

Le gain de cet aérien (qui n'est pas un Yagi, contrairement à ses apparences) est chiffré à 7 dB, ce qui le fait largement égal à une antenne deux éléments classique. Naturellement, rien ne s'oppose, en extrapolant, à envisager une « ZL spéciale » pour la bande 21 MHz qui, soit dit en passant, ne serait pas plus encombrante qu'une deux éléments Yagi classique pour la bande 28 MHz, c'est-à-dire parfaitement pensable.

Antenne Maria Maluca

C'est un aérien directif multibandes très simple (fig. VI-106) et très répandu parmi les amateurs sud-américains.

On y reconnaît un brin horizontal long de 7,65 m hors tout, flanqué d'un brin parasite directeur de 5,05 m à 1,72 m.

L'élément rayonnant se comporte comme une antenne Lévy et l'alimentation se fait par du ruban plat « twin-lead » 300 Ω, de longueur évidemment critique, en raison du régime de fonctionnement choisi, soit : 10,07 m, 18,56 m ou 23,40 m pour une ligne Amphénol (k = 0,9). Si l'on adopte 23,40 m, l'ensemble peut même fonctionner tant bien que mal sur 3,5 MHz, mais ce n'est tout de même, à notre avis, une fois encore, qu'un compromis. Le couplage à l'émetteur se fait par

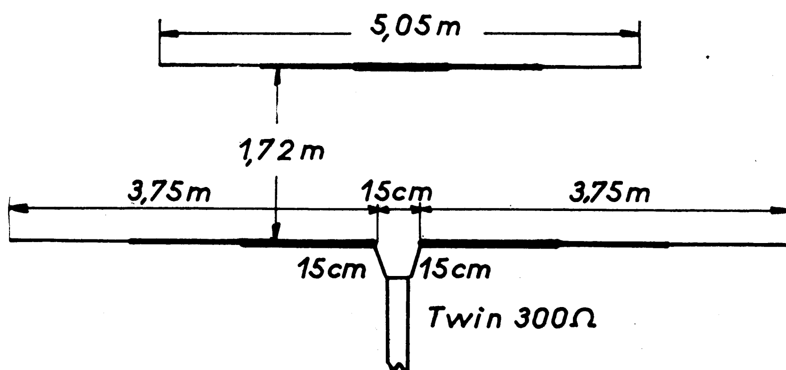


Fig. VI-106. — *La « Maria Maluca ».*

une boîte de couplage placée à la sortie de l'étage final. Le gain avancé sur 21 MHz serait de 8 dB par rapport à un dipôle.

Pour obtenir les meilleurs résultats, il faut augmenter le Q de l'antenne et adopter des tubes de longueur et de diamètres bien précis. Une réalisation pratique éprouvée par plusieurs amateurs utilise du tube d'aluminium de 16 mm, prolongé par du tube de 12 mm, manchonné avec du tube de 14 mm (fig. VI-107).

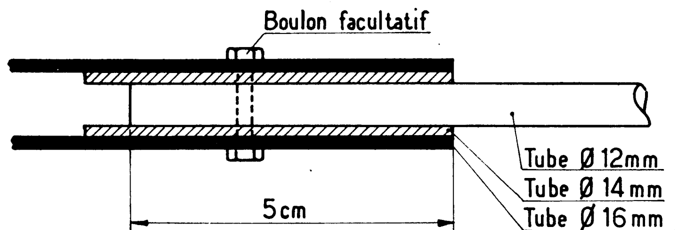


Fig. VI-107

Le boom est en tube carré de 40 × 40 et le support des éléments est en gouttière d'aluminium de 25 × 50 × 25 de 0,90 m de long pour le radiateur et 0,60 m pour le directeur. L'isolement est assuré par des colonnettes de porcelaine.

L'adaptation se fait en Delta (fig. VI-108).

L'antenne doit être placée à trois mètres du sol (minimum). Les dimensions du delta match sont très importantes. Les réglages sont effectués à l'aide du grid-dip (figure VI-109).

Faire une demi-boucle (spire) aux points A' et A", approcher le grid-dip. On doit obtenir un dip net sur 14 et 28 MHz ; le dip de la bande des 21 MHz est flou. Une fois la résonance obtenue, courtcircuiter les points A' et A". Exciter A' et A" avec le grid-dip et tailler le feeder jusqu'à l'obtention des dips sur 14,100, 21,250 et 28,800 MHz.

Ce travail demande un peu de patience si on le fait pour la première fois, mais c'est à ce prix que l'on aura une antenne digne de ce nom. Une fois ce

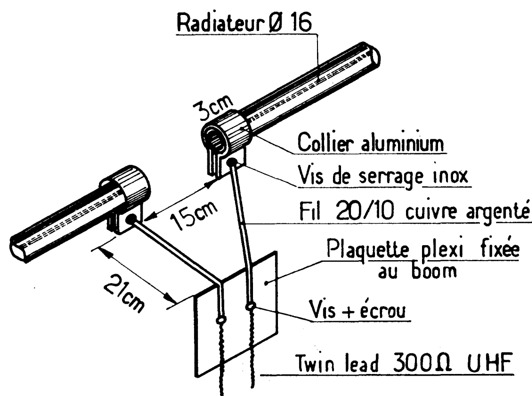


FIG. VI-108

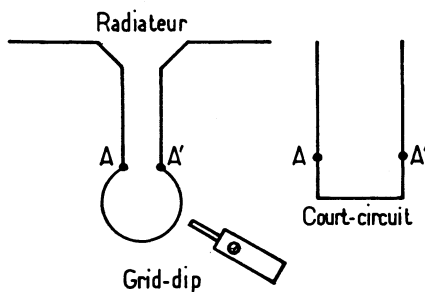


FIG. VI-109

travail terminé, il ne reste plus qu'à brancher l'antenne à l'émetteur (sortie 300 ohms) ou à la boîte de couplage. Cette boîte de couplage est indispensable.

L'antenne Minibeam, multibandes (G4ZU)

Voici encore une antenne d'origine anglaise, mise au point par l'amateur britannique G4ZU et, depuis, traitée commercialement, étant donné son grand intérêt, par la firme anglaise Panda.

C'est une antenne rotative tribande à trois éléments qui surprend au premier examen par ses dimensions. En effet, le dipôle central (radiateur) est l'élément le plus long, le réflecteur est légèrement plus court et le directeur est environ 30 % plus court que le radiateur. Voilà qui mérite qu'on s'y arrête car sans aller plus loin on devine que le mode de fonctionnement de cette antenne n'est pas des plus conformes à la tradition. Et pourtant !... Voyons un peu. On devine que le constructeur doit tout de même avoir sérieusement vu la question pour obtenir les résultats annoncés sur les trois bandes (14, 21, 28 MHz). Et voici comment le problème a été résolu :

Le radiateur est un dipôle de 7,32 m de long, tout à fait classique, à la longueur près, c'est-à-dire un peu plus que demi-onde sur la bande intermédiaire (21 MHz). Evidemment, cela peut surprendre, mais le doublet demi-onde n'est pas un impératif et on peut trouver un avantage certain au point de vue gain et au point de vue adaptation à choisir une longueur différente. Et c'est le cas ici.

Passons aux éléments parasites. Ce directeur de deux fois 2,44 m, soit 4,88 m, n'appelle aucun commentaire tant que nous ne pensons au 28 MHz où il ne se comporte pas autrement qu'un parasite avant, demi-onde, très habituel. Mais il a le même rôle sur la bande 21 MHz !... Et cela mérite une explication. En effet, le directeur est ouvert en son centre et on y trouve insérée une bobine convenablement dimensionnée qui fait que l'ensemble tubes + bobine résonne sur cette seconde bande. Mais que devient le rôle du directeur sur 28 MHz de ce fait ? Une solution apparaît toute simple (sur le papier) : court-circuiter la bobine pour retrouver la résonance sur la bande la plus élevée. On imagine mal une commutation manuelle ou même par relais dans ce cas.

On sait qu'un quart d'onde agit comme transformateur d'impédance (voir chapitre II) et notamment que, si une extrémité est en court-circuit, l'autre extrémité présente une impédance infinie, tandis que si une extrémité est ouverte, l'autre équivaut à un court-circuit.

Si on place en parallèle sur la bobine un quart d'onde ouvert à l'extrémité, il se comportera comme un court-circuit sur la fréquence pour laquelle il a été ajusté. Si donc la ligne fait un quart d'onde pour 28 MHz, elle se comportera comme un court-circuit à cette fréquence et tout se passera comme si la bobine n'existait pas. Pour la bande 21 MHz ce tronçon de ligne aura une longueur de $\lambda/6$ environ et l'impédance reflétée par l'extrémité sera déjà suffisamment grande pour être de peu d'effet sur la bobine. Dans la bande 14 MHz, l'impédance sera encore plus grande. Il faut cependant noter que la ligne intervient par sa capacité placée aux bornes de la bobine et qu'elle joue donc un rôle non négligeable dont il faut tenir compte dans le calcul de la bobine. Le réflecteur basé sur le même principe représente une demi-onde sur 21 MHz et il comporte une inductance au centre qui assure la résonance sur 14 MHz. Nouvelle ligne ouverte quart d'onde (pour 21 MHz cette fois). Lorsque l'antenne est excitée sur cette bande, la bobine centrale est court-circuitée électriquement et le réflecteur fonctionne normalement sur cette bande. Sur 14 MHz ce court-circuit disparaît du fait que le « stub » n'a plus aucun autre effet que de présenter aux bornes de la bobine sa capacité propre dont on tient compte pour la réalisation de celle-ci.

Sur 21 MHz, l'antenne G4ZU est donc très voisine dans son comportement d'une beam à 3 éléments conventionnelle. Gain : 9 dB.

Sur 28 MHz, elle est du type 5 éléments avec un directeur demi-onde, un radiateur de deux demi-ondes en phase et un réflecteur composant également deux demi-ondes en phase. Gain : 9 dB.

Enfin sur 14 MHz, il est évident que le directeur est sans effet et de ce fait l'antenne devient une deux éléments à peu près classique. Le gain est ici de l'ordre de 6 dB.

Il convient de signaler que si l'aérien Minibeam est breveté et vendu sous cette appellation dans le monde entier, rien n'interdit à l'amateur de réaliser sa propre antenne sur les données que l'auteur à lui-même très aimablement fournies et que reproduit la figure VI-110.

Les tubes utilisés sont en dural de 25 mm de diamètre.

Les éléments non cotés sur la figure sont :

$L_1 = 3$ spires Ø 13 mm, fil émaillé 20/10 mm ;
$L_2 = 7$ spires Ø 25 mm, fil émaillé 20/10 mm ;

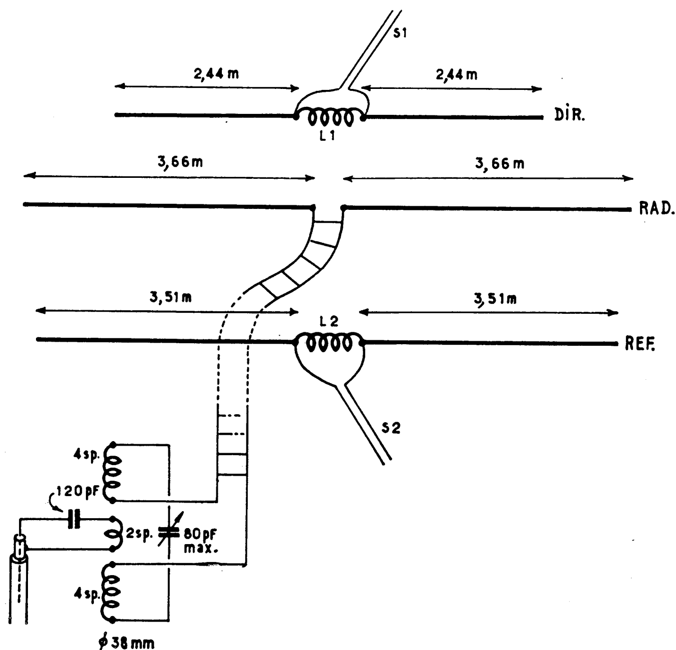


FIG. VI-110. — *La Minibeam G4ZU.*

S_1 = 1/4 d'onde 28 MHz, 1,70 m coaxial 72 Ω genre RG11U ;

S_2 = 1/4 d'onde 21 MHz, 2,35 m à 2,90 m, ruban plat twin-lead 300 Ω.

Ces deux dernières valeurs ne peuvent être données avec précision car elles dépendent du câble utilisé et de son facteur de vélocité propre. De même, les bobines L_1 et L_2 sont à ajuster avec précision au grid-dip car il n'est pas possible de connaître la capacité des câbles utilisés.

Reste à voir comment réunir l'antenne à l'émetteur. L'alimentation se fait par une ligne symétrique d'environ 400 ohms. C'est la valeur qui donne le taux d'ondes stationnaires moyen le plus faible sur toutes les bandes (2 fils parallèles de 15/10 mm à 22 mm de centre à centre). Avec une telle ligne les pertes sont négligeables. Cette ligne doit avoir une longueur de 11,90 m (à 30 cm près, en plus ou en moins) et rejoint le système d'accord automatique qui la complète et à partir duquel on peut utiliser vers le circuit final de l'émetteur une longueur absolument quelconque de câble coaxial.

Le circuit accordé du coupleur résonne sur 21 MHz. Si on attaque le système sur 14 MHz sans y rien changer, une composante capacitive apparaîtra à l'extrémité de la ligne, côté coupleur, laquelle entraînera le circuit vers une fréquence plus basse puisqu'elle se trouve en série. Pour 28 MHz, c'est exactement l'inverse puisque nous trouverons en série une composante capacitive qui tendra à augmenter la fréquence. La capacité série de 120 pF a pour objet d'accorder la réactance de la boucle ce qui augmente le couplage pour la fréquence la plus basse.

Si l'on veut éviter la complication de la ligne 400 ohms, il est possible d'utiliser du ruban plat twin-lead 300 ohms (qui n'a pas tous les défauts mais non plus toutes les qualités) à condition de limiter la puissance, car la ligne est le siège d'ondes stationnaires et risquerait au-delà de 200 watts appliqués d'être détruite. D'autre part, il faut tenir compte de la vitesse de propagation dans cette ligne. Comme *k* est de l'ordre de 0,8, la longueur de la ligne devra être ramenée à 9,50 m (plus ou moins 20 cm). Le coupleur automatique sera soustrait aux intempéries en l'enfermant dans une boîte de matière plastique hermétique ; moyennant quoi on pourra, une fois réglé, l'oublier totalement.

L'antenne FB5 - G4ZU

La F.B.5 est née d'observations et de remarques faites sur des aériens multibandes simples comme la W.3DZZ et la G.5RV que nous avons présentés par ailleurs. Ces antennes, nous l'avons dit, sont, sur certaines bandes, des compromis. Sur les bandes de fréquences plus élevées, elles sont très réactives et présentent de nombreux lobes qui font que la puissance rayonnée dans les directions inutiles est de l'énergie perdue, la longueur du brin étant d'une trentaine de mètres, soit déjà trois demi-ondes sur 14 MHz.

L'antenne F.B.5. de même que les deux antennes précédentes a eu aussi une longueur de base de trois demi-ondes sur 20 m lors de sa conception. Cependant un morceau de la partie horizontale est replié au centre pour former un stub d'environ 3,5 m de long, de sorte que l'encombrement en longueur est ramené à quelque 27 m. Ceci provoque une remarquable amélioration de la forme du diagramme de rayonnement et de plus réalise un gain utile en puissance approchant celui d'une beam à deux éléments (fig. VI-111).

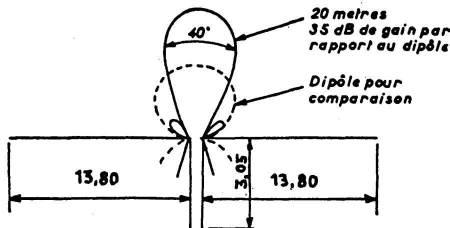


FIG. VI-111. — *Allure du diagramme de rayonnement de la FB5 sur 14 MHz par rapport à un dipôle. A 21 et 28 MHz le gain est plus élevé et le diagramme légèrement plus large*

Par suite du repli il est apparu nécessaire d'allonger la partie horizontale d'environ 2 % et le R.O.S. sur 20 m est d'environ 1,5/1. Avec ces longueurs le rendement sur 40 et 80 m est sensiblement semblable à celui de la G5RV. Les mêmes R.O.S. défavorables apparaissent sur 15 et 10 m pour les raisons exposées précédemment pour les autres antennes, c'est-à-dire que les longueurs totales de fil auraient dû être de 34,45 m et 36,30 m. Le problème était donc de faire en sorte qu'un fil de 31 m se comporte sur 15 m comme s'il avait eu une longueur de 34,45 m et sur 10 m comme s'il avait été de 36,30 m et ceci sans affecter sa longueur électrique sur 20 m. C'est ici que les perles en ferrite interviennent.

Une perle de ferrite glissée sur un conducteur se comporte comme un tore monospire et augmente la longueur électrique de ce conducteur. Si le courant dans le conducteur est sinusoïdal, l'effet le plus grand sera réalisé au point de

courant maximum. Inversement une perle placée à un nœud de courant n'aura qu'un effet négligeable. Comme le point de courant maximum change d'emplacement suivant la fréquence, il est possible de trouver une position d'un groupe de perles sur la F.B.5 telle que l'allongement électrique requis sur 10 et 15 m, soit réalisé tout en laissant normal le fonctionnement sur 20 m. Le matériau constituant les perles sera évidemment fonction de la gamme de fréquences envisagées. G4ZU a trouvé à l'expérience que 25 perles ayant chacune 1 cm de longueur étaient nécessaires sur chaque branche de l'aérien pour produire l'effet désiré et que leur position optimum se trouvait de chaque côté de l'endroit de jonction du stub à la partie horizontale. Il faut donc deux fois 25 perles soit 50 en tout. En faisant glisser les perles de quelques pouces, il est possible d'assurer un R.O.S. meilleur que 1,5/1 sur 10, 15 et 20 m. Sur 10 et 15 m le stub provoque le travail en phase des deux demi-antennes avec un gain de 4 à 4,5 dB. Aux fréquences élevées le gain n'est pas le seul facteur à considérer : un angle de rayonnement faible est aussi (sinon plus) important. Les fervents des VHF savent bien que la superposition de plusieurs plans d'éléments à des distances convenables est un des moyens efficaces pour provoquer un angle de rayonnement faible et que ceci contribue à une augmentation du gain. Il est simple de tendre deux F.B.5 l'une au-dessus de l'autre. Les deux stubs peuvent se raccorder au centre pour une mise en phase correcte et une alimentation par coaxial de 50 ohms. Il peut être jugé plus pratique de remplacer les deux stubs par une pièce unique de 6,10 m de twin 300 ohms avec alimentation centrale (fig. VI-112). Noter qu'avec cette méthode d'alimentation

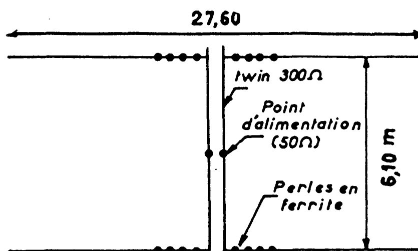


FIG. VI-112. — *Superpositions de deux antennes FB5.*

aucun croisement des feeders n'est nécessaire. Le gain général du système à deux éléments superposés est impressionnant. Sur 10 m, par exemple, le gain par rapport à un élément F.B.5 seul est de 5 dB environ ce qui donne un gain total de 9,5 à 10 dB. Sur 15 et 20 m le gain est un peu inférieur mais est cependant égal à celui d'une beam à trois éléments. Pour l'amateur entreprenant et qui dispose de la place suffisante, deux systèmes superposés peuvent être établis à 90° l'un de l'autre pour un trafic omnidirectionnel à grand rendement.

L'antenne tri-bandes Mosley TA 33 Jr (14-21-28 MHz)

Aérien commercial, d'origine américaine et de style si particulier au matériel d'outre-Atlantique qui se présente en kit, c'est-à-dire sous la forme d'un ensemble, préréglé, prêt à monter et auquel ne manque la moindre rondelle. Il s'agit de la Beam, multibandes, TA33Jr, de la firme américaine Mosley dont une centaine d'exemplaires sont en service en France et qui, cependant, semble encore ignorée de nombreux camarades pour la raison qu'elle n'a jamais été présentée dans une revue française. C'est essentiellement une antenne du type Yagi à

trois éléments, couvrant trois bandes (14, 21, 28 MHz), sans aucune commutation mécanique et qui présente un faible encombrement relatif et un poids réduit (< 9 kg) grâce à une construction robuste entièrement en duralumin poli. Le fonctionnement correct d'un tel aérien attaqué par un feeder à ondes progressives de basse impédance (50 Ω) avec un TOS peu élevé est parfaitement possible grâce à l'emploi le long des brins, parasites et rayonnants, de circuits à résonance parallèle, insérés judicieusement de part et d'autre du centre.

Cette conception de l'antenne multibandes n'est, en vérité, pas nouvelle puisqu'on en trouve exposés les principes dans une revue américaine (*Electronics*) vieille de plus de vingt ans. Il est probable que beaucoup de nos lecteurs ne sont pas complètement informés sur cette technique particulière. Aussi allons-nous voir comment et pourquoi un simple dipôle de cette espèce peut travailler, le plus normalement du monde, sur plusieurs bandes et sans aucune commutation. La figure VI-113 représente un tel aérien, sa section centrale est taillée aux dimensions habituelles et constitue un doublet demi-onde sur la gamme de fréquence la plus élevée (28 MHz). Les circuits à résonance parallèle, ou « trappes » A_1-A_2 présentant à chaque extrémité une impédance très élevée parce que accordées sur cette fréquence se comportent comme des isolants parfaits et, de ce fait, l'antenne se réduit, électriquement parlant, à la section (1), si l'on excite l'antenne sur 21 MHz, les « trappes » A_1-A_2 se comportent tout autrement car, ne résonnant plus sur la nouvelle fréquence de travail, leur impédance devient très basse et elles constituent un court-circuit qui connecte les portions M et N à la partie centrale. Si M et N ont une dimension telle que la section 2 résonne sur 21 MHz et si B_1-B_2 résonnent sur cette même fréquence, nous nous retrouvons dans les

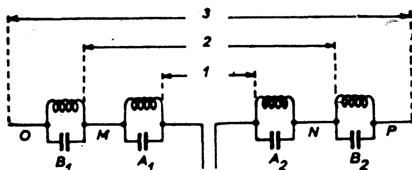


Fig. VI-113

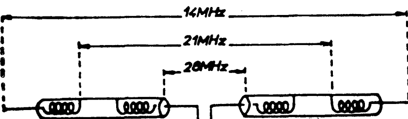


Fig. VI-114

conditions précédentes : les brins terminaux OP se trouvent isolés électriquement. Enfin, si l'on excite l'ensemble sur 14 MHz et si les portions OP sont d'une dimension telle que la section 3 résonne sur 14 MHz, les trappes A_1-A_2, B_1-B_2 étant hors résonance, l'ensemble constitue, par le fait des circuits à résonance parallèle, un dipôle sur cette fréquence. On pourrait imaginer un ensemble plus long avec un nombre accru de trappes et c'est ce qui a été commercialisé sous la dénomination RD5 par la même firme. L'aérien, filaire celui-là, comporte cinq paires de « trappes » et couvre toutes les bandes amateurs (10, 15, 20, 40, 80 m) où il se comporte comme un doublet sur chaque bande. C'est vraiment, on le voit, une solution élégante au problème du doublet multibandes.

Mais revenons à la TA33Jr. Elle se présente comme le montre la figure VI-113. Les « trappes » à résonance parallèle sont constituées par des bobines réalisées sur des mandrins isolants enfermés dans des tubes de duralumin qui forment à la fois une protection à toute épreuve contre les intempéries, ce qui est essentiel, et qui, par leur diamètre et leur écartement par rapport aux bobines, constituent la capacité qui détermine la résonance cherchée. La figure VI-114 montre comment ces trappes réduites à deux par élément sont disposées. Elles comportent en réalité deux bobines séparées :

$$T_1 = 39 + 21 \text{ spires}$$
$$T_2 = T_3 = 40 + 25 \text{ spires}$$

La plus petite de ces bobines est posée du côté du « boom » et l'assemblage se fait d'ailleurs sans erreur possible car toutes les pièces sont soigneusement repérées. Il est évident que si l'on ne respectait pas cette disposition, la résonance des éléments se trouverait affectée et le fonctionnement de l'antenne serait incorrect d'où un taux d'ondes stationnaires tout à fait prohibitif.

Le fonctionnement de l'antenne se déduit des dimensions des brins ainsi que de l'emplacement et de l'inductance des « trappes ».

Sur 28 MHz, les plus petites des bobines étant posées côté boom, isolent totalement le centre de l'extrémité des brins. Nous sommes en présence d'une Yagi trois éléments à grand espacement (réflecteur 0,2 λ ; directeur 0,15 λ).

Sur 21 MHz, ni l'une ni l'autre des bobines de chaque trappe ne présente de résonance à cette fréquence. Les trappes sont des courts-circuits à peu près parfaits et l'antenne devient une Yagi trois éléments à espacement classique (réflecteur 0,15 λ ; directeur 0,1 λ).

Sur 14 MHz, la seconde bobine, la plus longue de chaque trappe, a été calculée pour que son inductance ajoutée à celle de la première constitue une charge telle, pour chaque brin, que l'ensemble brin-trappe résonne sur 20 m. Nous sommes alors en présence d'un aérien Yagi trois éléments mais à très faible espacement (réflecteur 0,1 λ ; directeur 0,08 λ).

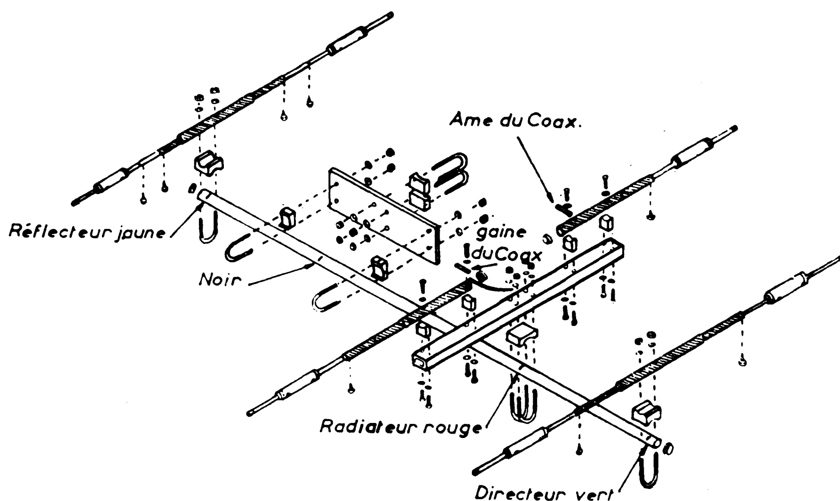


FIG. VI-115

On trouvera, figure VI-115 le plan de montage qui ne laisse place à aucune variante si ce n'est le choix entre deux positions : éléments longs, donnant le meilleur fonctionnement en bas de gammes (14,150, 21,150, 28,5 MHz) ou éléments courts (14,275, 21.350, 29 MHz).

L'adaptation d'une telle antenne à un câble 50 Ω ne peut être rigoureuse, mais elle constitue un compromis satisfaisant qui conduit à un TOS favorable sur une grande plage des trois bandes (fig. VI-116). Toutefois et ceci explique les chiffres ci-dessus, la TA33Jr n'est pas un aérien à large bande, ce qui n'est pas un inconvénient lorsqu'on connaît la bande de fréquence de travail qui donne les meilleurs résultats.

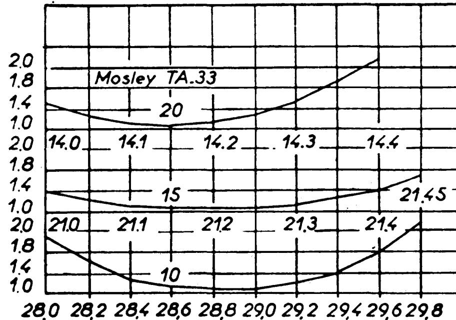


FIG. VI-116

En ce qui concerne l'alimentation par un câble dissymétrique 52 Ω, bien que l'antenne soit parfaitement symétrique, la firme Mosley n'hésite pas à la préconiser avec mise à la masse d'un des brins du dipôle. On recommande, il est vrai des longueurs de câble critiques... mais il n'en reste pas moins vrai que la solution est peu orthodoxe sur le papier et dans la réalité, on s'aperçoit que, bien que le TOS reste celui annoncé par le constructeur, le diagramme de rayonnement est très incertain et le rapport avant-arrière médiocre. Si l'antenne était monobande, la solution du « balun » — passage dissymétrique à symétrique — viendrait immédiatement à l'esprit. Mais avec une antenne tribandes, cette solution est exclue. Cette réserve est si pertinente qu'aux U.S.A., on vend maintenant des symétriseurs à large bande, permettant de remédier au défaut ci-dessus.

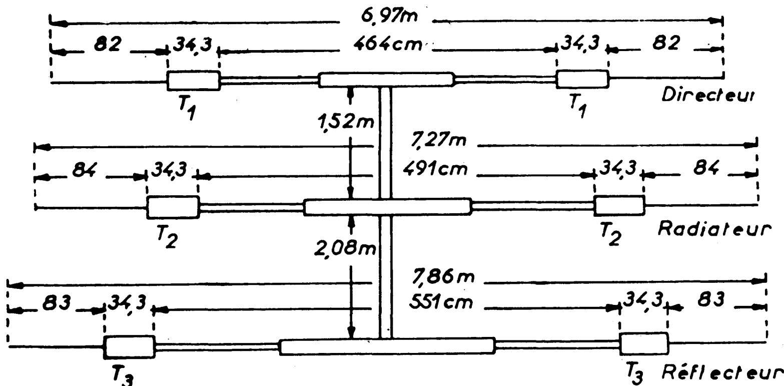


FIG. VI-117. — Antenne *Antenne Mosley 3 éléments* 14, 21, 28 *MHz.*

Après cette transformation facile à effectuer, la TA33Jr est une véritable beam, le diagramme directif est très bon sur 21 et 28 MHz, et satisfaisant sur 14 MHz. Le rapport AV/AR est tout à fait normal, et c'est naturellement à la réception que l'amélioration est la plus évidente.

L'antenne triangulaire « Delta-Loop »

Cette antenne, de forme inhabituelle, est basée sur le principe qu'une boucle onde entière peut prendre toutes les formes : nous connaissions déjà le dipôle plié (folded dipôle), l'antenne circulaire (ring dipôle), le cadre (cubical quad). Pourquoi pas une boucle triangulaire, qui reposerait sur une de ses pointes ? Cette disposition n'est pas sans présenter quelque intérêt : 1° tout le cadre, réalisé en tube rigide, peut reposer sur le boom par sa pointe et présente ainsi une excellente robustesse mécanique.

2° l'antenne peut être réalisée « tout à la masse » avec attaque par un gamma-match et alimentation par un câble coaxial 50 ou 75 Ω.

3° on peut, très facilement, concevoir et réaliser une antenne à deux ou trois éléments espacés de 0,2 λ. Les résultats sont, à nombre d'éléments égal, comparables à ceux de la cubical quad, avec une bande passante plus large, ce qui permet d'atteindre à un R.O.S. de 1,2/1 aux extrémités de la bande 10 m, pour une antenne résonnant au milieu de la bande. C'est assez étonnant (fig. VI-118).

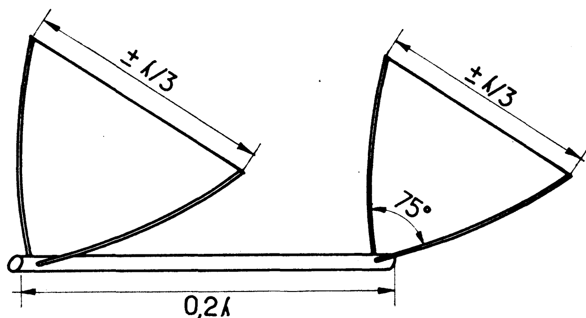


Fig. VI-118

Les nombreux essais effectués ont conduit à réaliser des éléments en forme de triangle équilatéral dont le périmètre total mesure 306/F (MHz) pour le radiateur, 298,5/F (MHz) pour le disecteur et 314/F (MHz) pour le réflecteur.

Dans la pratique les côtés sont réalisés par deux tubes obliques formant un angle de 75°. Le troisième côté, à la partie supérieure, est en fil, de même longueur que les tubes et qui, de ce fait, se trouve fermement tendu puisque ceux-ci se trouvent contraints par un angle au sommet supérieur à 60°. Pour accorder chaque cadre, il suffit par conséquent de jouer sur la longueur de la partie filiaire, sans retoucher la longueur des tubes.

Comme toutes les antennes-cadres, la Delta-Loop est peu influencée par le sol. Sa mise au point peut s'effectuer à deux ou trois mètres de haut seulement : le réglage, une fois l'antenne en place, ne changera pratiquement pas.

Les tubes utilisés n'ayant aucun effort à soutenir sont en Duralinox mince, de 20 × 18, prolongés par du tube de 18 × 16 aux extrémités. Le fil de 15/10 mm, émaillé est fixé au moyen de colliers à eau de petit diamètre. C'est un tube de 36 × 32 qui sert de boom. Le gamma-match, qui réalise du même coup le passage de symétrique à dissymétrique, est du 10 × 8, maintenu à 6 cm d'un côté par quelques réglettes de plastique et un court-circuit coulissant pour la mise au point (fig. VI-119). Son réglage se fera en interposant, en série, un

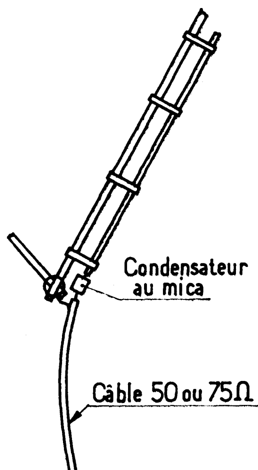


FIG. VI-119

condensateur variable de 100 pF et en ajustant la longueur du delta-match pour un R.O.S. le plus réduit possible. Après quoi, nous avons trouvé commode de remplacer le CV par une combinaison de condensateurs au mica Stéafix en parallèle, ce qui résout tous les problèmes d'étanchéité. La gaine du câble coaxial sera réunie fermement au boom par un collier.

Bien que de dimensions respectables sur 14 MHz, l'antenne Delta-Loop est parfaitement réalisable en 2 éléments et en 3 éléments sur 21 et 28 MHz et 144 MHz. Elle présente un rapport avant-arrière de 25 dB, une excellente tenue mécanique et des lobes latéraux vraiment réduits, toutes qualités très appréciables dans le trafic amateur.

Antenne Beam « F8DR »

Nous sommes redevables de cet exposé à M. Guy du Bourg de Bozas (F8DR), ingénieur I.E.G., créateur de la plupart des radiogoniomètres adoptés par la Radiotélégraphie Militaire, les Forces Armées Aériennes et l'Aviation Civile.

Historique du principe « réflecteur piloté »

Il faut remonter loin dans le temps pour trouver les premières réalisations de champs interférents dûs à des réflecteurs « pilotés ».

Avant 1939, l'auteur de cette étude avait mis au point, pour les besoins de la Radio-Militaire, des antennes en « H » qui servaient à la radiogoniométrie.

En effet, si nous considérons deux dipôles verticaux séparés de moins d'une demi-longueur d'onde, couplés entre eux en opposition de phase par une liaison bifilaire croisée et alimentés symétriquement par le centre de cette liaison, nous obtenons à la réception comme à l'émission, et vu sur le plan horizontal en coordonnées polaires, un diagramme de rayonnement dont la figure se rapproche de deux cercles tangents et égaux (fig. VI-120).

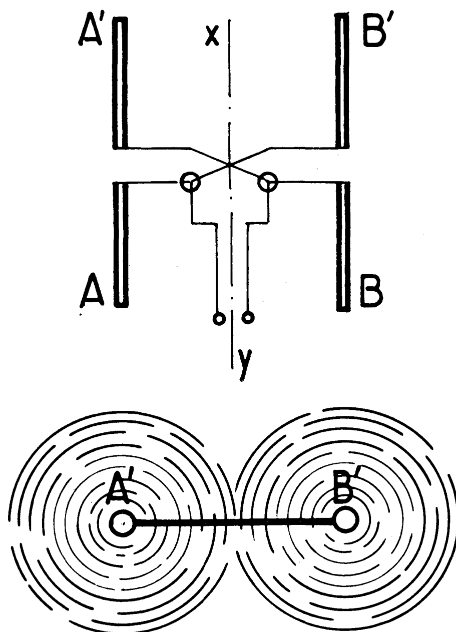


FIG. VI-120

Si l'on couche cette antenne en « H » sur le plan horizontal, le rayonnement obtenu a toujours la même allure, mais cette fois, avec une polarisation horizontale au départ.

Si l'on rend dissymétrique l'alimentation des deux dipôles l'un par rapport à l'autre, en branchant celle-ci non plus au centre de la liaison croisée, mais directement aux bornes de l'un des dipôles, on obtient par déphasage de l'alimentation entre ces deux dipôles une dissymétrie de rayonnement et ainsi, l'antenne devient unidirectionnelle.

Le dipôle alimenté directement par le câble d'amenée d'énergie devient l'élément radiateur et le dipôle alimenté au moyen de la liaison bifilaire croisée devient l'élément réflecteur « piloté ». Un léger allongement de l'élément réflecteur permet d'accentuer la directivité de l'antenne.

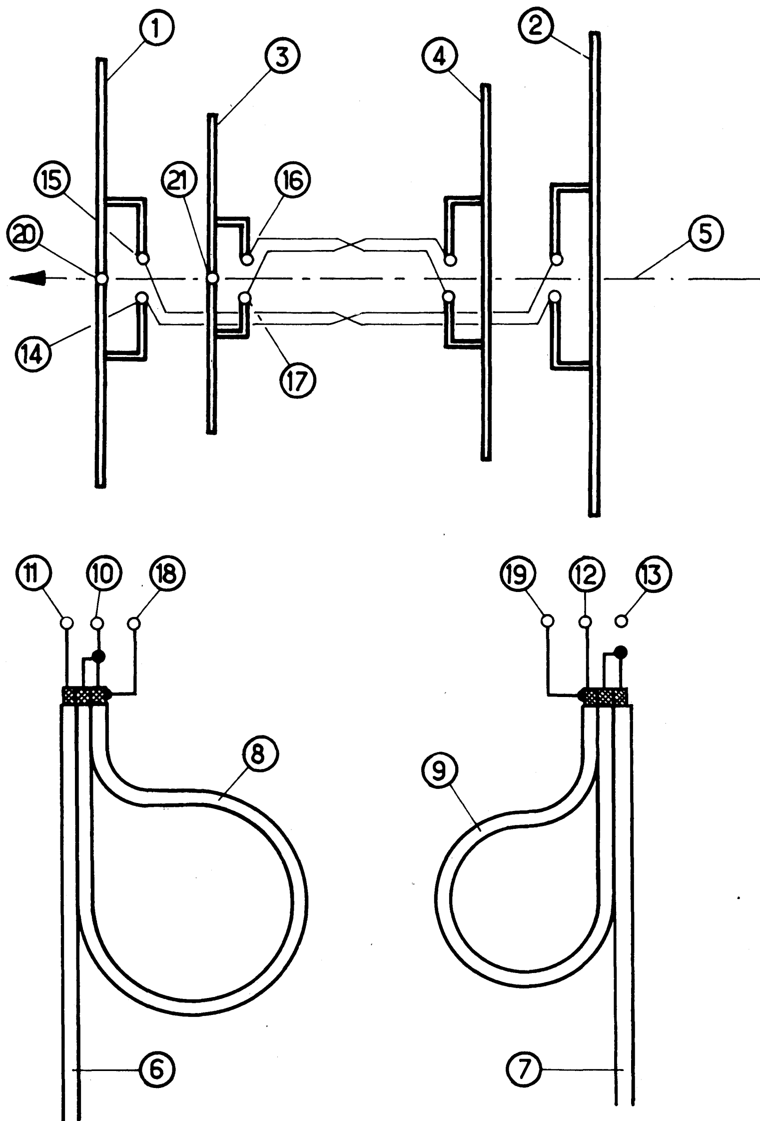


FIG. VI-121

Analogie de fonctionnement

Pour imager dans les grandes lignes le principe de fonctionnement d'un réflecteur dit « piloté », nous pouvons faire une analogie avec une balle de tennis. En effet, un joueur seul peut s'amuser à lancer sa balle contre un mur qui la lui renvoie : nous avons à faire à une réaction simple de réflexion et que nous pouvons comparer à celle du rôle joué par un réflecteur dit « parasite » (à la masse du boom). Si, à la place du mur nous plaçons un second joueur qui renvoie la balle avec sa raquette, la balle revient avec plus de force vers le premier joueur : nous avons alors à faire à une réaction renforcée. Tel est le résultat obtenu avec un réflecteur piloté.

Toutefois, pour que ce système fonctionne correctement, il est nécessaire d'obtenir un déphasage optimum entre le réflecteur et le radiateur.

Réalisation technique de ce principe

La plupart des postes émetteurs et récepteurs ayant respectivement une sortie et une entrée sur l'impédance de 50 ohms, la présente réalisation a donc été faite pour cette impédance.

Suivant la fig. VI-121, les éléments 1 (radiateur) et 2 (réflecteur) composent la première antenne pour la bande 20 mètres ; les éléments 3 (radiateur et 4 (réflecteur) composent la seconde antenne pour la bande 15 mètres. Ces deux antennes sont fixées sur le même « boom » 5. Chaque antenne est alimentée par une portion de coaxial 6 et 7. Ces deux câbles sont ensuite connectés en parallèle entre eux à une seule descente coaxiale de 50 ohms.

Ces deux portions de coaxial sont, à leur partie supérieure, couplées chacune à un balun 8 et 9 qui assume le rôle de symétriseur de l'alimentation en quadruplant l'impédance d'attaque de l'antenne (200 ohms environ).

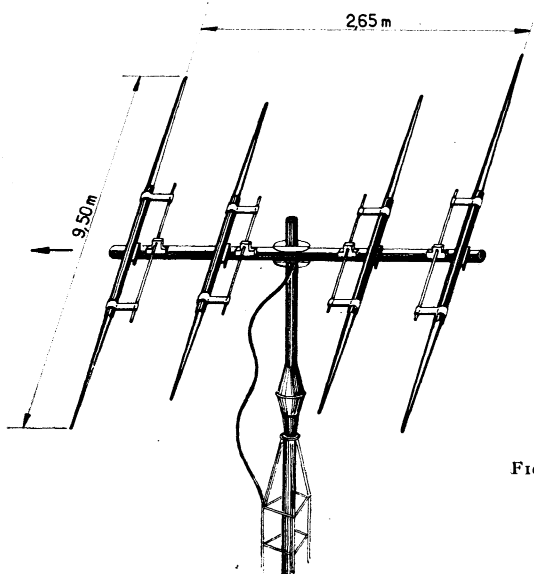


FIG. VI-122

Ces baluns sont composés d'une longueur de coaxial de 50 ohms, égale à une demi-longueur d'onde (fréquence de résonance de l'antenne correspondante), compte tenu du coefficient de propagation dans ce câble, enroulé sur elle-même en un petit toron fretté sur le boom, comme il a été exposé par ailleurs.

Les deux extrémités symétriques 10 et 11 pour l'antenne de 20 mètres, 12 et 13 pour l'antenne de 15 mètres sont raccordées respectivement aux points 14 et 15 d'une part et 16 et 15 d'autre part.

A chacun de ces points, vient également se raccorder une branche de T.match permettant d'aller attaquer l'antenne à un point d'impédance 200 ohms.

Pour obtenir une bonne répartition des potentiels, il est nécessaire de connecter la masse (gaine) des coaxiaux 18 et 19 au centre mécanique 20 et 21 de chacun des éléments radiateurs correspondants.

Nous remarquons sur la figure, que les deux éléments d'une même antenne sont bien connectés entre eux par une liaison bifiliaire croisée. La figure VI-122 représente l'antenne en place.

Le gain d'une telle antenne, comparé à celui d'un dipôle, dépasse 10 dB.

Elle présente les avantages suivants :

a) Type « tout à la masse » (tous les éléments sont à la masse du boom).
b) Dimensions restreintes puisque le boom ne fait que 2,65 m de longueur.
d) Insensibilité aux intempéries (humidité) puisqu'elle n'a pas de trappes.
e) Grande résistance aux éléments atmosphériques par sa constitution mécanique.

Ajoutons que l'auteur en garantit les caractéristiques et les performances. On pourra utilement s'adresser à lui pour tous renseignements complémentaires.

L'antenne logarithmique (à large bande)

C'est une antenne à éléments multiples, tous alimentés en opposition de phase par une ligne croisée. Elle doit son nom au fait que ses éléments ont des longueurs qui augmentent en progression géométrique, aussi cette antenne peut-elle fonctionner sur une gamme étendue de fréquences. Les éléments résonnent sur des fréquences de plus en plus basses quand on va de l'élément le plus court vers l'élément le plus long. Si un des éléments entre en résonance pour une certaine fréquence, les éléments qui le précèdent jouent le rôle de directeurs, ceux qui le suivent le rôle de réflecteurs.

Quand la fréquence de résonance intéresse l'élément médian, il y a autant de directeurs que de réflecteurs, pour des fréquences supérieures le nombre de directeurs diminue au profit du nombre de réflecteurs ; c'est le contraire qui se produit aux fréquences plus basses.

L'espacement entre l'élément en résonance et celui qui le précède (plus court) est un peu inférieur à un quart d'onde correspondant à la fréquence de résonance considérée, ce qui assure, compte tenu du croisement des conducteurs de la ligne d'alimentation, un concordance de phase entre l'énergie rayonnée par l'élément résonant et celle de l'élément directeur qui le précède (ou entre les énergies capacités s'il s'agit d'une antenne réceptrice), fig. VI-123.

Pour l'élément situé en arrière de l'élément résonant et agissant en réflecteur, il a opposition de phase.

Aussi cette antenne a-t-elle moins de gain avant qu'une antenne Yagi ayant le même nombre d'éléments, car elle possède moins de directeurs ; mais elle a un meilleur rapport gain avant-gain arrière car elle possède plus de réflecteurs (à moins que la résonance ait lieu pour les derniers éléments).

L'alimentation se fait par l'avant.

Les éléments peuvent être des dipôles en V.

Nous donnons la description d'une antenne destinée à la gamme de télévision Bande IV. Elle comporte 20 éléments dont les longueurs et espacements sont donnés dans le tableau ci-dessous. Les distances et espacements sont déduits les uns des autres en prenant comme rapport des longueurs des éléments ou espacements consécutifs le nombre : 0,944 qui est la raison de la progression géométrique (ou son inverse égal à 1,06).

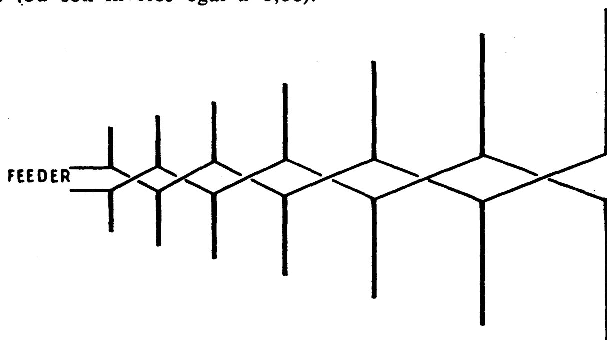


FIG. VI-123. — *L'antenne logarithmique a des éléments dont la longueur s'accroît de façon régulière en progression géométrique ; il en est de même de l'intervalle entre deux éléments consécutifs.*

Ce nombre peut être pris quelconque, bien qu'inférieur à 1. S'il est trop petit, l'antenne est courte et comporte peu d'éléments, son gain est faible. S'il est trop voisin de 1, un trop grand nombre d'éléments est nécessaire et les fréquences de résonance de plusieurs éléments consécutifs sont si voisines que plusieurs sont pratiquement en résonance à la fois et il est difficile d'obtenir une large bande de fréquences à moins de donner à l'antenne des dimensions exagérées.

Si r est la raison de la progression et si l'antenne comporte n éléments, si on désire un rapport k entre les fréquences extrêmes il faudra qu'on ait :

$$r^{(n-1)} = k$$

Pour un rapport entre fréquences extrêmes de $\frac{1}{3}$ et une antenne à vingt

Nº de l'élément	Longueur de l'élément en cm	Distance entre cet élément et le suivant en cm
1	12,5	4,2
2	13,25	4,46
3	14,05	4,73
4	14,9	5,02
5	15,8	5,32
6	16,75	5,64
7	17,75	5,88
8	18,8	6,24
9	19,9	6,6
10	21,1	7

Nº de l'élément	Longueur de l'élément en cm	Distance entre cet élément et le suivant en cm
11	22,4	7,43
12	23,8	7,88
13	25,2	8,35
14	26,7	8,85
15	28,4	9,37
16	30,5	9,93
17	31,9	10,52
18	33,8	11,18
19	35,8	
20		

éléments on aura $r^{19} = \frac{1}{3}$ d'où r = 0,944 et $\frac{1}{r} = 1{,}06$

Si l'on veut couvrir approximativement la gamme 400 - 1200 MHz, on pourra prendre pour 1 200 MHz environ qui correspond à une longueur d'onde de 25 cm, le plus petit élément, long de 12,5 cm.

En multipliant par 1,06 on obtiendra les longueurs des 19 autres éléments. Il en sera de même pour les distances entre éléments qui doivent être voisins de 0,32 l, pour une mise en phase correcte, *l étant la longueur de l'élément.* Le deuxième élément ayant une longueur *l* égale à 12,5×1,06 = 13,25 cm, l'intervalle entre les deux premiers éléments sera voisin de :

$$13{,}25 \text{ cm} \times 0{,}32 = 4{,}2 \text{ cm}.$$

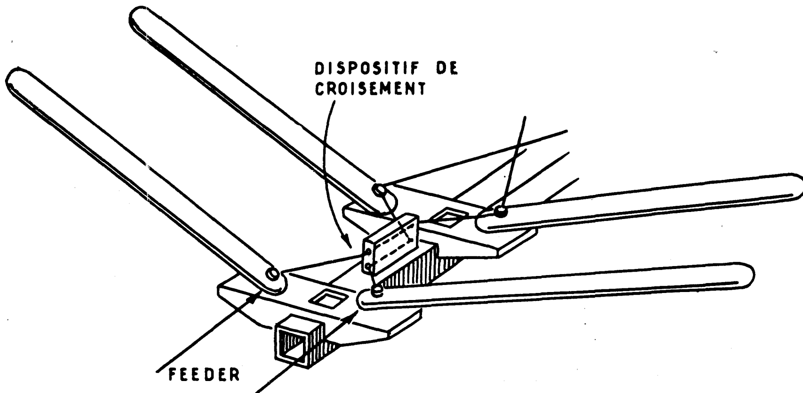


FIG. VI-124. — *Dispositif de croisement des connexions de l'antenne T.V. construite aux U.S.A. par Finco. Les éléments forment des V.*

On trouvera les intervalles suivants en multipliant par 1,06. Le tableau de la page précédente donne les longueurs et espacements pour l'antenne vingt éléments précédemment étudiée.

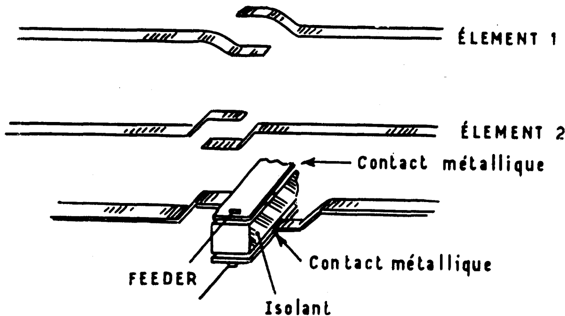


FIG. VI-125. — *Pour assurer le croisement des connexions on peut utiliser deux barres conductrices séparées par un isolant et réunir de 2 en 2 à une même barre les demi-éléments situés d'un même côté du support, les demi-éléments situés de l'autre côté étant réunis à l'autre barre de 2 en 2 également. Le croisement se trouve ainsi assuré sans aucun fil de connexion.*

CHAPITRE VII

ANTENNES POUR STATIONS MOBILES

S'il est une mode très actuelle, c'est bien celle de l'émission d'amateur à partir d'un véhicule qui est généralement une automobile, encore que certains amateurs anglais se passionnent pour l'émission sur deux roues. Il est fréquent, pendant la belle saison, d'entendre, de plus en plus nombreuses, des stations travaillant en mobile. Si l'émetteur et le récepteur sont tout à fait comparables et souvent les mêmes que ceux qu'on utilise en station fixe, deux problèmes cruciaux se posent pour l'émission à partir d'un véhicule : l'alimentation, que simplifie l'emploi de plus en plus courant des transistors, et l'antenne.

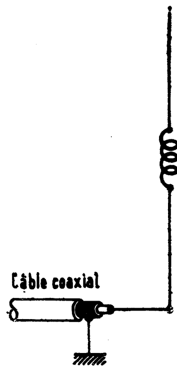


Fig. VII-1

Il n'est évidemment pas question, au moins sur les ondes décamétriques, d'employer un aérien en onde entière ou même en demi-onde. On fait appel à un aérien du type raccourci et vertical. Dans la pratique, l'antenne se présente comme à la figure VII-1. Elle fonctionne avec une « terre » qui n'est rien autre que la carrosserie du véhicule. Géométriquement cette antenne est un fouet d'une longueur de 2,50 m qui permet l'accord en quart d'onde sur la bande la plus élevée (28 MHz). Une self convenablement disposée et dimensionnée permet l'accord sur les autres bandes. Etant donné la répartition des courants et des tensions le long du fouet, il est avantageux de placer la self au milieu et non à la base, en particulier, comme on serait tenté plus commodément de le faire.

En effet, placée à la base où le courant de haute fréquence est très important, elle est la cause de pertes prohibitives. Si, au contraire, on la situe à la partie supérieure de l'antenne, c'est la tension aux extrémités de bobine qui est très élevée et qui nécessite des isolants de haute qualité. D'autre part, en l'éloignant des masses et de la terre, la capacité parasite qui accorde l'ensemble diminue. Par voie de conséquence il faut augmenter le nombre de tours de la bobine, ce qui augmente en particulier sa résistance propre et partant, à nouveau, les pertes.

L'idéal serait de disposer d'une forte capacité par rapport à la terre pour diminuer autant que possible l'ampleur de la bobine. On pourrait également ajouter au sommet du fouet une capacité terminale en forme de parapluie. C'est ce que font les amateurs anglais qui travaillent sur les fréquences basses (1,8 et 3,5 MHz).

En bref, la question est difficile à résoudre et, sans atteindre la perfection, un certain nombre d'antennes très sensiblement identiques sont en service qui dérivent toutes plus ou moins de l'antenne commerciale américaine « Master Mobile ».

L'antenne est montée sur un support en céramique qui l'isole de la masse de la voiture. De tels supports, dits « mast-base », d'origine militaire, se trouvent couramment dans les magasins de surplus. La partie inférieure de l'antenne est un tube de 14 mm de diamètre et 1,20 m de long. Au sommet se trouve fixée la

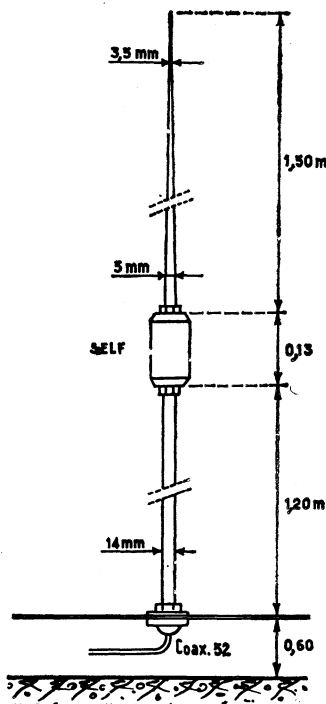


FIG. VII-2. — *Schéma général*

self centrale qui mesure 133 mm de long et 70 mm de diamètre, et enfin, à la partie supérieure de la self, le fouet terminal qui est une tige de 1,50 m de dural, fine et légère, en l'occurrence une canne à lancer, dans cette réalisation très personnelle (fig. VII-2).

La partie la plus délicate est la réalisation pratique de la bobine fig. VII-3 qui doit répondre aux impératifs suivants : Q aussi élevé que possible — faibles pertes — et solidité mécanique suffisante pour résister au travail mécanique auquel elle est soumise. Ses extrémités sont naturellement réunies l'une à la partie inférieure de l'antenne, l'autre à la base du fouet. Un barreau isolant de bonne qualité et d'un matériau résistant sert de liaison mécanique entre le tube de base et le fouet et de support à la bobine, mais comme il ne mesure que 15 mm de diamètre, alors que celui de la self est de 70 mm, on devine que celle-ci est pratiquement bobinée « en l'air ». Elle est constituée par 62 tours de fil 13/10 mm, espacement de 9/10 mm entre deux spires. Un court-circuit mobile met la self hors service sur 28 MHz. On trouve le long de la bobine les prises suivantes : 21 MHz : à 4,5 tours ; 14 MHz : à 6,5 tours ; 7 MHz : à 21,5 tours ; 3,5 MHz : toute la bobine.

L'auteur, pour obtenir une self de très haute qualité, a enfilé sur chaque quart de tour des petits canons de souplisso qu'il a ensuite collés avec de la colle HF ou cellulosique. L'ensemble est protégé par un cylindre de plexiglass.

Cette antenne, dont la base est à 60 cm du sol, présente une impédance de 52 ohms et admet tout naturellement un câble RG8U de même valeur d'impé-

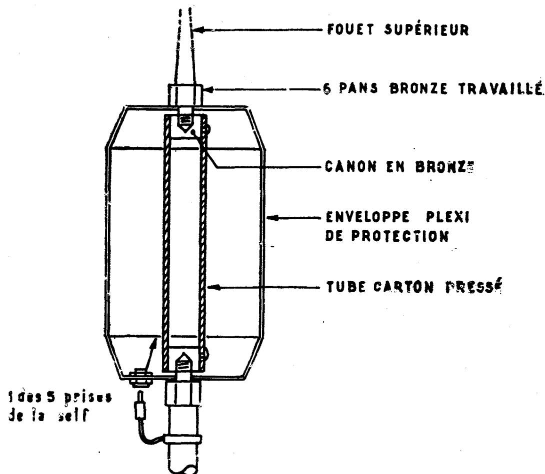


FIG. VII-3. — *La partie centrale*

dance caractéristique dont la gaine doit être sérieusement réunie à la carrosserie du véhicule, juste au pied du support isolant.

Il est entendu que la bobine peut être réduite, si on désire supprimer la bande 3,5 MHz, à 21,5 spires, et supprimée si on n'envisage que le travail sur la seule bande 28 MHz.

Les indications ci-dessus, comme pour toutes les antennes, servent à dégrossir les réglages et l'outil de prédilection, à savoir le grid-dip, permettra de déterminer avec précision la dimension de la bobine et la position exacte des prises à y effectuer une fois pour toutes. Le couplage de l'appareil se fera à la base de l'antenne par une boucle aussi réduite que possible. Enfin, solution également intéressante et peut-être plus aisée : une self par bande, ce qui paraît un peu moins commode à l'emploi mais certainement plus sûr.

Antennes mobiles pour bandes décamétriques, type Hélice (Héliwhip)

C'est une formule très astucieuse qui est commercialisée et que plusieurs amateurs de notre connaissance ont adaptée à leurs moyens et à leurs besoins. L'antenne proposée se présente comme un fouet court, de moins de 2 m de long, monobande et travaille en Marconi comme toutes les antennes mobiles. Pour arriver à ce résultat, la partie rayonnante est réalisée en fil verni fin, bobiné à spires jointives, pour la plus grande part, sur un support isolant. Chaque fouet se

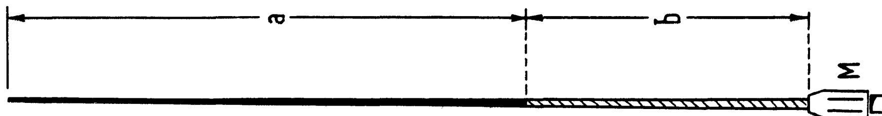


FIG. VII-4. — *Fouet pour ondes décamétriques, type Heliwhip*

présente comme figure VII-4 et demande à être ajusté séparément sur le véhicule même. Pour ce faire, il suffit de former une boucle entre la base du fouet et le plan de masse sur lequel il est fixé (toit ou aile de la voiture) et d'y coupler la bobine d'un grid-dip. fig. VII-5. La résonance est très nette et la fréquence ne peut prêter à aucune équivoque. Il n'en serait pas de même si, pour des raisons bien

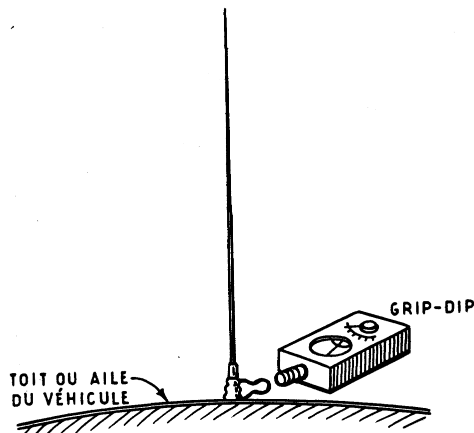


FIG. VII-5. — *Réglage d'un fouet λ/4 au moyen d'un grid-dip*

compréhensibles de commodité, on couplait l'appareil à l'antenne par une section, même courte, de câble coaxial. On trouverait alors plusieurs résonances dont, probablement, celle de l'antenne, mais aussi celle du câble, et aussi celle des deux additionnés.

Dans la pratique, on peut se procurer les mandrins qui sont des éléments tronc-coniques pleins en polyester, qualité A, couleur vert 402 de longueur uniforme : 1,80 m, et de diamètres :

Pour 80 et 40 m = base 10,6 mm, pointe 7,2 mm.

Pour 20, 15 et 10 m = base 9,6 mm, pointe 6,2 mm.

(Production : Etablissements LERC, 80, bd Haussmann, Paris-8e.)

La réalisation pratique est la suivante : on bobine d'abord, à partir de la pointe, la section « a », à spires jointives, tandis que la partie « b » est une spirale à large pas qui se termine sur l'embase métallique M dont l'extrémité filetée permet une mise en place instantanée sur l'isolateur de base. Hexagonale, cette partie métallique offre un moyen de blocage commode au moyen d'une clé plate.

Le travail de bobinage étant assez long, il est conseillé de donner à la section « a » une importance légèrement supérieure aux valeurs ci-dessus de manière à n'avoir qu'à couper, spire après spire pour arriver à la résonance cherchée. Un câble 50 Ω permet une adaptation satisfaisante.

DONNEES PRATIQUES POUR REALISATION SUR FOUET L.E.R.C.

Bandes	Diamètre du fil (mm)	Longueur de la section « a » (mm)	Longueur de la section « b » (mm)
80 m	6/10	1 395	365
40 m	6/10	767	993
20 m	6/10	410	1 350
15 m	7/10	275	1 485
10 m	7/10	175	1 585

L'antenne Halo (144 MHz)

Il s'agit d'un dipôle élémentaire demi-onde roulé en cercle de manière à lui donner un rayonnement à peu près omni-directionnel.

La longueur totale du brin rayonnant MON, réalisé en tube de cuivre de 6 à 8 mm, est 985 mm d'ouverture MN mesure 15 mm (fig. VII-6 a).

L'attaque se fait en gamma match par un conducteur en fil de cuivre de 3 mm, à 180 mm du centre et l'accord du gamma est effectué par un ajustable 3/30 pF cloche, dûment capuchonné pour le protéger des intempéries. On réalise ainsi du même coup l'attaque rigoureuse en 70 Ω et le passage symétrique-dissymétrique qui permet l'alimentation correcte par un câble coaxial classique, lequel a sa gaine réunie au centre du dipôle et son brin central réuni à une armature de l'ajustable en série dans le gamma. L'écartement consiste à ajuster, pour un couplage donné de la ligne au circuit de sortie du PA, le condensateur, de manière à obtenir le débit plaque maxima.

L'antenne est supportée par un isolateur cloche fixé au bout d'un petit mât de 60 cm *solidement amarré au toit* pour résister au vent (fig. VII-6 b). Jusqu'à nouvel avis cette antenne est la plus simple et la plus efficace que l'on puisse proposer pour le trafic mobile et sa polarisation horizontale concorde avec celle des antennes fixes, ce qui atténue grandement le fading rapide observé sur les stations mobiles, fading proprement insupportable avec les antennes-fouet à polarisation verticale.

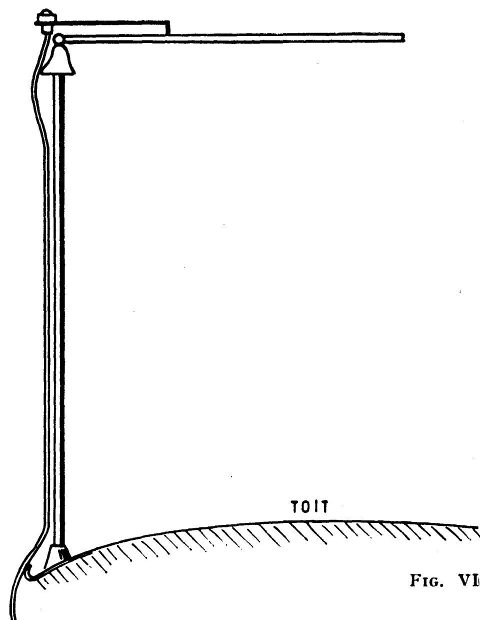


Fig. VII-6 a

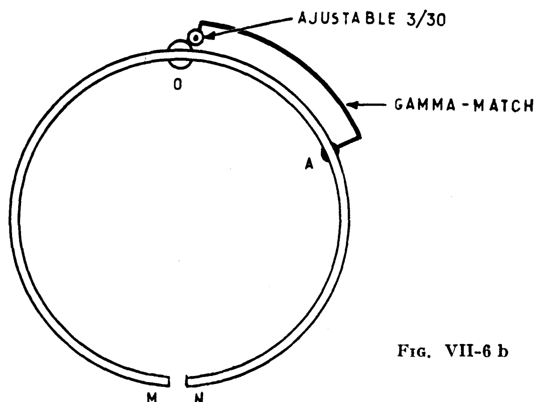


Fig. VII-6 b

Antenne cerceau (144 MHz)

Le faible encombrement et la légèreté de cette antenne la rendent précieuse pour le travail en mobile.

Elle a le même rendement qu'une squelette et elle en a aussi les qualités mais ne résonne que sur la fréquence pour laquelle on l'aura établie : la dimension du cercle est donc à respecter, car la bande passante est beaucoup plus étroite.

C'est une boucle onde entière, attaquée symétriquement par un T match. Son rayonnement bi-directionnel est perpendiculaire au plan du cercle et la polarisation selon le diamètre MM. Les points M sont à un potentiel HF nul.

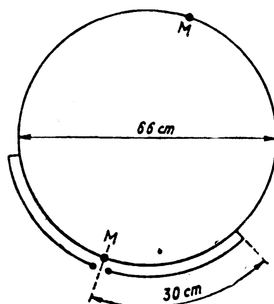


FIG. VII-7

Réalisation : cercle et T match en fil 40/10.

Cercle : diamètre 66 cm ; les points M sont utilisés pour la fixation au mât (fig. VII-7).

T Match : écartement au cercle : 2 cm ; ouvertures au centre : 2 cm ; les extrémités centrales aboutissent à deux bornes sur une plaquette isolante, où vient se fixer l'alimentation, coaxial 50 Ω et balun, soit alimentation en 200 Ω.

Longueur des brins : selon l'impédance du feeder ; pour 200 Ω : 30 cm comptés à partir de M.

La Big-Wheel :

Une antenne omni-directionnelle pour le mobile et le portable 144 MHz

Comparée aux aériens de même destination mais à faible développement comme la « Halo » qui précède ou le fouet quart d'onde, cette antenne présente des avantages sérieux. Sa polarisation horizontale nous convient fort bien et du fait d'un volume plus grand elle présente une bande passante beaucoup plus large. De plus la disposition de trois éléments en feuille de trèfle (fig. VII-8) lui donne un rayonnement omnidirectionnel qu'apprécient les stations portables et surtout mobiles. Fondamentalement chaque élément de cet aérien comprend un radiateur demi-onde alimenté à ses extrémités par deux brins quart d'onde en V (fig. VII-9). L'impédance à l'extrémité de la ligne est de l'ordre de 30 ohms.

Comme les trois éléments sont alimentés en parallèle, l'impédance d'entrée peut être estimée à 10 ohms et nécessite un dispositif d'adaptation pour utiliser un câble coaxial de 50 ohms. C'est ce qui explique la nécessité du « stub » central

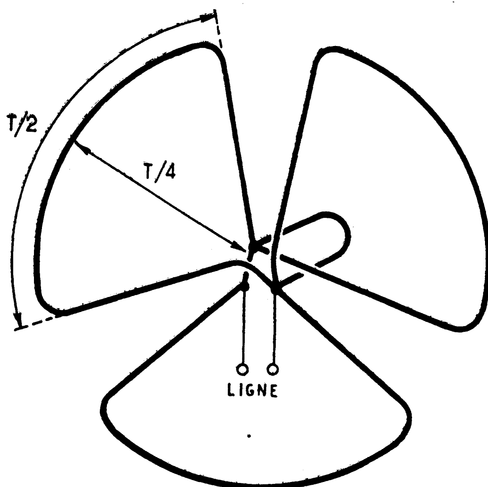


Fig. VII-8

en U (fig. XI-10). La réalisation mécanique demande naturellement quelque soin de manière à réduire au minimum la liaison entre chaque brin. Le support central sera réalisé dans une plaque isolante de bonne résistance mécanique.

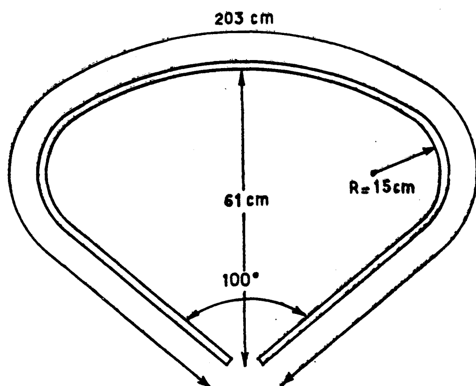


Fig. VII-9

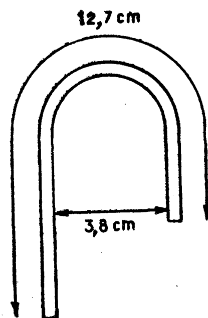


Fig. VII-10

Quelques solutions simples (144 MHz)

Utilisant le toit métallique de la voiture comme plan de terre, on peut combiner un système sans fixation compliquée.

Un fouet de 57 cm sur une embase isolante fixée sur une tôle de 27 × 15 cm. Une feuille de plastique collée sur la tôle l'isole de la toiture en continu, mais tôle et toiture forment un condensateur qui laisse passer la HF. Alimenter directement en 75 ohms. Fixer l'ensemble sur le toit par du ruban adhésif. Pour le réglage, partir avec un fouet trop long et recouper progressivement, en contrôlant soit le rayonnement de l'antenne, soit le courant dans le coaxial, soit le TOS.

3° Si l'on dispose déjà d'une antenne de toit pour le récepteur de radiodiffusion, amener sa longueur à 1/3 de longueur d'onde, soit 67 cm environ, à compter à partir du toit. Alimenter avec du coaxial 75 Ω à travers une capacité de 6 pF environ (la prévoir ajustable). L'accord à la base du fouet effectué, aura le même rendement qu'avec une GPA classique et un très bon TOS fig. VII-11.

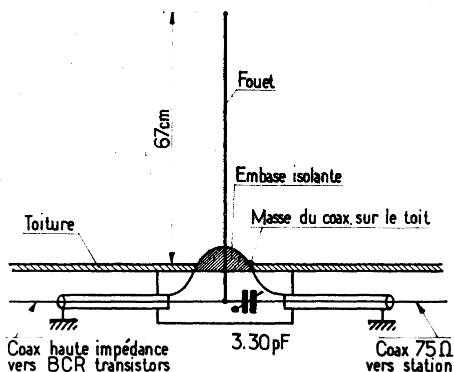


FIG. VII-11

Si le récepteur de radiodiffusion a, comme le plus souvent, une entrée en coaxial à haute impédance, il peut être branché en parallèle sur l'antenne et on pourra transmettre sur 2 m pendant la réception des PO (sur certaines plages de fréquences tout au moins) : la voilà bien l'antenne discrète et efficace, en même temps qu'à double usage !

L'ANTENNE 5/8 λ SUR 144 MHz

Une version commerciale d'origine allemande est apparue sur le marché voilà quelques années. Son intérêt réside à la fois dans ses dimensions encore très acceptables sur la bande 2 mètres et dans son gain, estimé à 2 dB, par rapport à un quart d'onde.

Deux versions sont proposées. La première sera retenue en vue d'une utilisation en station fixe, tandis que la deuxième est destinée à prendre place sur une surface réfléchissante, en principe le toit d'une voiture qui tient lieu de sol artificiel.

Les deux antennes ont en commun de comporter un fouet vertical, de longueur légèrement différente, prolongé par une bobine de deux spires de 50 mm de diamètre, terminées par une partie droite de 50 mm dans le prolongement du fouet et soudée solidement sur un morceau de fer-blanc épais, ultérieurement plié en cornière, comme le montre la figure VII-12 A et recevant également sur socle SO 239 en vue du raccordement de la ligne d'alimentation. On utilisera du fil de cuivre non recuit de 35/10 mm en partant d'une longueur de 180 cm. A partir

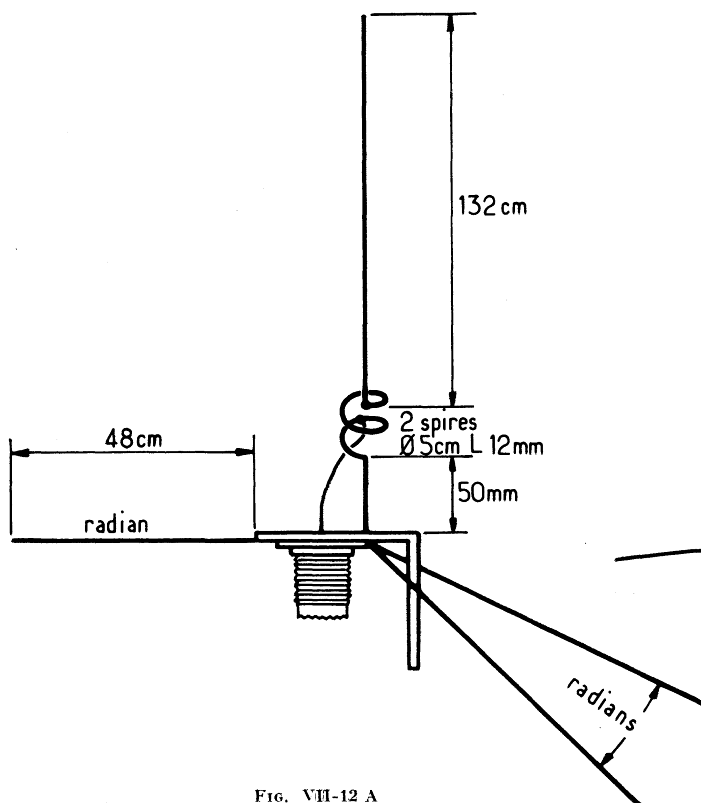


FIG. VII-12 A

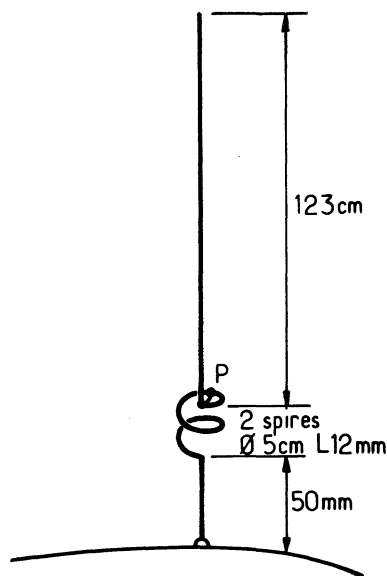


FIG. VII-12 B

d'une dizaine de centimètres d'une extrémité, on chauffera au bec à gaz ou à la lampe, une longueur d'environ 25 cm, de manière à former — en se servant d'un mandrin de ce diamètre — une bobine de 2 spires, prolongée par la partie rectiligne qui constitue le fouet. Si le fouet est finalement coupé à 123 cm et la partie inférieure à 50 mm ; mesurés à partir de la bobine, on obtient la version « mobile » qui reçoit l'âme du coaxial 50 Ω à la base, cependant que la gaine est réunie au toit de la voiture par une soudure franche ou une cosse énergétiquement bloquée.

Le fouet de la version « fixe » mesure 132 cm et sera coupé à un peu plus de cette longueur, de même que la partie inférieure sera coupée à 50 mm et soudée dans un trou de 35/10 mm, percé très près de l'embase de laquelle part un fil de 10 cm qui trouvera un point d'appui définitif à déterminer sur la bobine. Les radians, taillés à 48 cm, au nombre de 3, sont soudés sur l'embase au voisinage de la prise S.O et écartés l'un de l'autre de 120°.

La mise au point réside dans la fixation du point d'alimentation. On commencera par réunir l'extrémité du fil libre à demi-tour de la base et on effectuera

alors une mesure du rapport d'ondes stationnnaires, que l'on notera. A mesure que l'on déplace cette prise par demi-centimètre à la fois vers le haut de la partie hélicoïdale, on vérifie que le R OS diminue graduellement, jusqu'au moment où il remonte légèrement. Il faut s'arrêter juste avant et toujours noter la mesure, couper alors une faible longueur à la pointe du fouet, par exemple 1 cm, maximum. Comme le fouet a été taillé volontairement un peu long, cette manipulation doit diminuer légèrement la lecture du R OS. Après une deuxième amputation qui doit aller dans le même sens, vérifier que la prise se situe toujours au point optimum, sinon la modifier. Et ainsi de suite... Bref, au bout de quelques retouches, on atteint pratiquement à la disparition de tout régime d'ondes stationnaires et il ne reste plus qu'à souder généreusement la prise d'adaptation. Par la version « mobile », c'est au moyen d'un court-circuit partiel de la spire supérieure que s'effectue la mise au point. Pour cela, à la base du fouet, un fil de 6 cm est soudé, qui prend appui au point P de la bobine pour lequel le R OS est le plus réduit possible. Cette manipulation est plus sûre que celle qui consiste à couper le fouet millimètre par millimètre. Le point le plus favorable étant déterminé, il ne restera plus qu'à souder le court-circuit partiel.

ANTENNE COAXIALE (144-146 MHz)

L'antenne que nous décrivons a déjà trouvé un certain nombre d'applications commerciales et professionnelles. Elle peut être réalisée aisément par un amateur normalement habile et couvre sans précautions particulières l'ensemble de la bande 144 MHz avec un ROS maximum de 1,1/1.

Il s'agit, en fait, d'un doublet demi-onde, alimenté en son centre, mais présentant une certaine dissymétrie entre les deux quarts d'onde qui la composent, ainsi que le montre la figure VII-13.

La partie supérieure est un fouet $\lambda/4$ en tube de cuivre ou de laiton de 6 mm de diamètre minimum. (Plus le diamètre sera important, plus large sera la bande passante.) Cet élément est enfoncé à force et éventuellement collé dans une rondelle épaisse d'isolant présentant une bonne tenue en VHF et néanmoins susceptible d'être travaillé et percé. La jupe inférieure est constituée par un tube mince de 48 mm de diamètre, en cuivre ou en laiton, et de 470 mm de long, fermé à une extrémité par une rondelle de même métal, soudée sur son pourtour et percée à 18 mm en son centre, pour recevoir, également soudé, un tube de ce diamètre et d'au moins 570 mm de long, dans lequel a été passé un tronçon de même longueur de câble coaxial 70 Ω dont la gaine est soudée aux deux extrémités et l'âme au fouet supérieur. Une autre rondelle isolante mince, sert de guide au conducteur central pour lui conférer la rigidité suffisante. L'embase isolante supérieure est fixée par quatre boulons au fond de la cavité ainsi formée. Le conducteur central se termine par une prise SO 239 sur laquelle vient aboutir l'âme du câble coaxial au point central, la gaine du tube. Cette partie apparente doit mesurer au moins 100 mm et peut alors être réunie à la masse d'un mât métallique.

Cette antenne qui ne demande aucune mise au point fonctionne évidemment en polarisation verticale, comme la ground-plane, mais du fait de ses caractéristiques demi-onde, ne demande aucun plan de sol, donc aucun radian. Le tube intérieur joue le rôle d'écran, par rapport au câble intérieur qui se trouve soustrait à l'influence des tensions HF rayonnées par l'antenne. L'alimentation se fait dans les conditions les meilleures par un câble de longueur quelconque. Les résultats sont supérieurs à ceux des autres antennes verticales du fait de son angle de rayonnement très bas sur l'horizon.

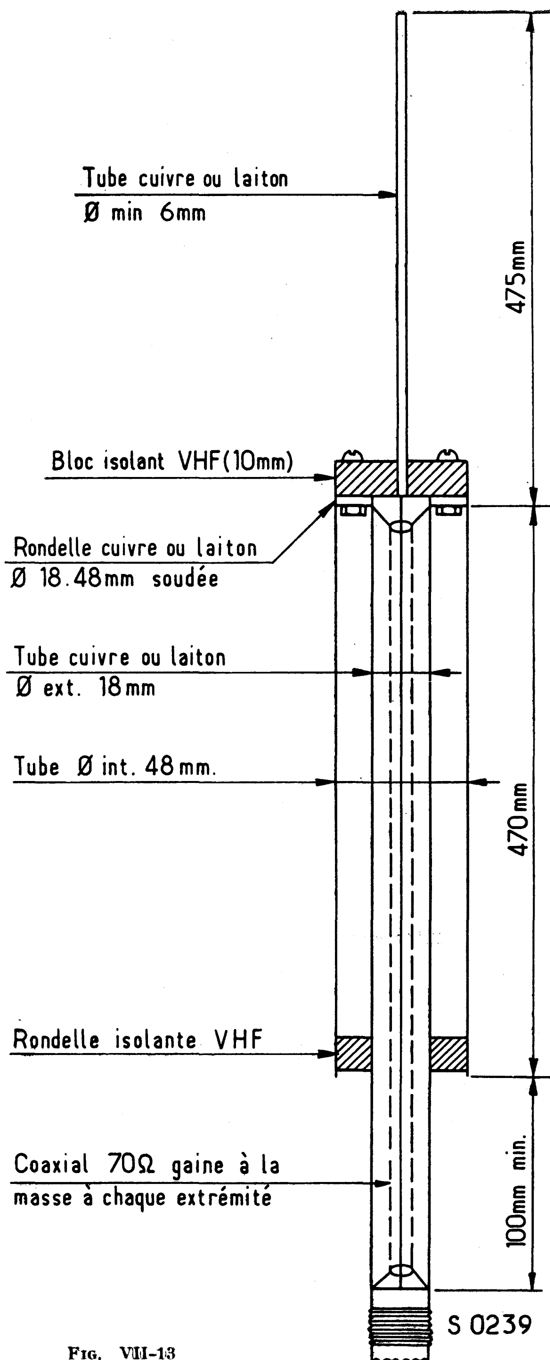

Tube cuivre ou laiton
Ø min 6mm
475mm
Bloc isolant VHF(10mm)
Rondelle cuivre ou laiton
Ø 18.48mm soudée
Tube cuivre ou laiton
Ø ext. 18mm
Tube Ø int. 48mm.
470mm
Rondelle isolante VHF
Coaxial 70Ω gaine à la
masse à chaque extrémité
100mm min.
S 0239

Fig. VII-13

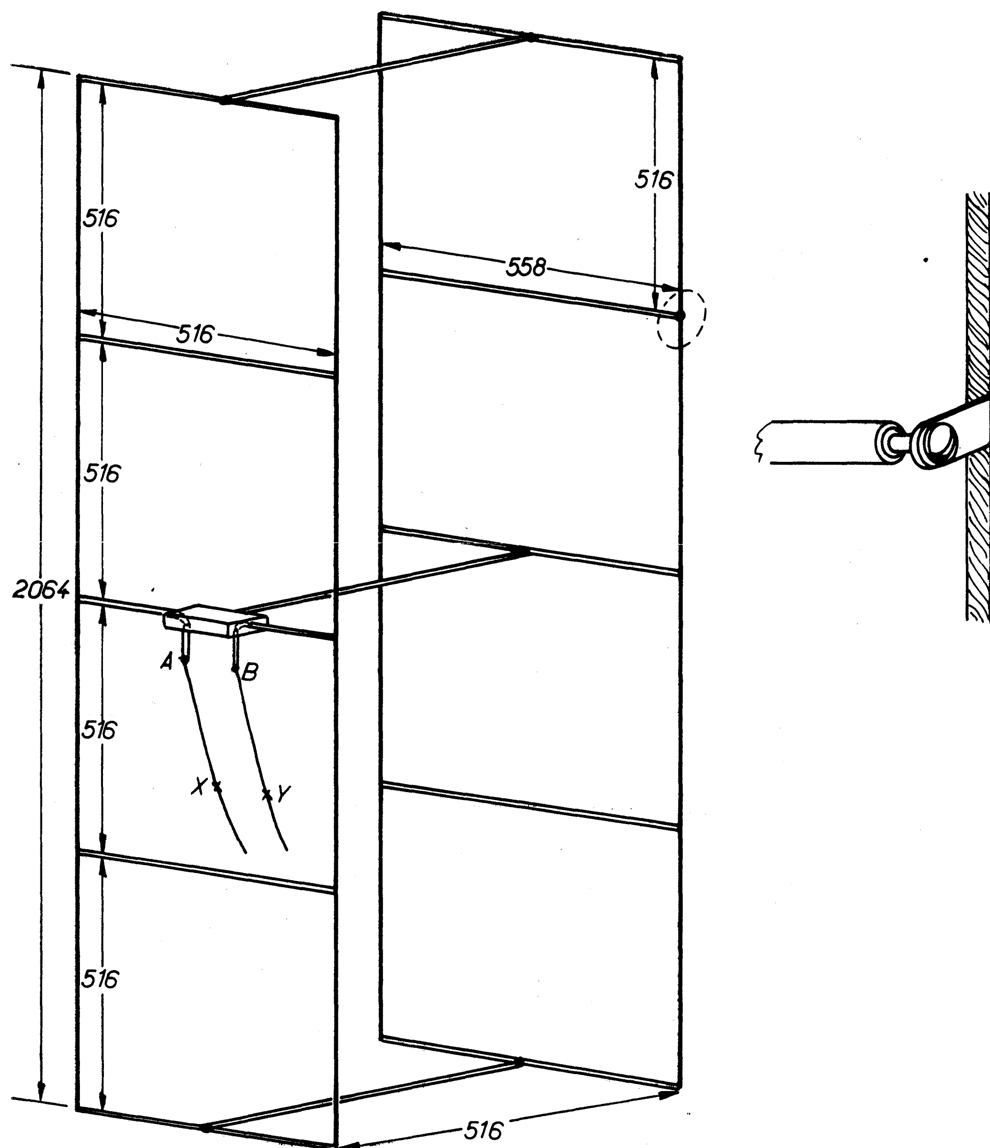


Fig. VII-14

ANTENNE MULTI-QUAD 144 MHz

Cette antenne comporte un empilement de 4 antennes quad à deux éléments à espacement quart d'onde. D'encombrement réduit (2 064 × 558 × 516) et construite en fil et en tube mince, de faible prise au vent, elle est d'un poids négligeable. Si les éléments verticaux sont constitués par du fil tressé souple, l'antenne devient pliable sous un très faible volume, ce qui lui permet de postuler à l'emploi en essais au portable et de trouver place pour le rangement dans un tuyau de PVC de 60 cm de long et 6 cm de diamètre, ce qui permet de la transporter aisément. Le gain par rapport à un dipôle est de 10 dB et le rapport avant-arrière 23 dB avec atténuation latérale de près de 30 dB.

Réalisation : Les « barreaux » horizontaux des deux éléments sont constitués par du tube de laiton de 3,5 mm de diamètre extérieur, 516 mm de long pour la première baie et 558 mm de long pour la seconde. L'ensemble est soutenu par trois potences identiques de 516 mm et 6 mm de diamètre qui déterminent, par conséquent, à un quart d'onde, l'espacement radiateur-réflecteur. Ce sont, après comparaison, les proportions qui, à la fréquence de 145 MHz, ont permis d'obtenir, le meilleur rapport avant-arrière et l'insensibilité la plus marquée aux obstacles environnants, ce qui est de remarque constante pour les antennes en boucle ou en cadre.

Adaptation : L'impédance au centre est de l'ordre de 250 Ω (fig. VII-14), ce qui s'adapte fort bien avec un ruban parallèle du commerce (240 Ω ou 300 Ω) mais n'a que le défaut de ne pas correspondre aux circuits de sortie des émetteurs actuels (50 Ω ou 75 Ω asymétrique) (fig. VII-15).

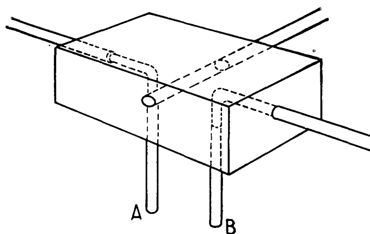


Fig. VII-15

Deux solutions peuvent être proposées pour le passage en basse impédance asymétrique :

La première, ainsi que le suggère l'auteur, consiste à déterminer avec précision un quart d'onde électrique ouvert et à rechercher par expérience, le long de cette ligne, les points X — Y d'impédance 50 Ω ou 75 Ω souhaité, qui se situera entre 20 et 25 cm à partir de l'extrémité ouverte.

A partir de là, le passage en dissymétrique s'effectuera au moyen d'un balun de rapport égal à l'unité, réalisé en câble coaxial.

La seconde pourrait être l'adaptation directe par balun, transformateur d'impédance, de rapport 4/1 qui donnerait une adaptation correcte en même temps que serait créée la dissymétrie nécessaire à l'attaque par câble 50 Ω ou 75 Ω.

Cette antenne ne saurait être utilisée en mobile mais, en raison de sa présentation repliable, permet de la mettre au premier rang des antennes portables de grande efficacité. (Inspiré de UKW-Berichte.)

CHAPITRE VIII

MESURES A EFFECTUER DANS LE REGLAGE DES ANTENNES

Au cours de la mise au point d'une antenne, on peut avoir à faire certaines mesures : courant aux ventres d'intensité, dans les feeders ; tension aux ventres de potentiel ; détection d'ondes stationnaires ; mesure du coefficient d'ondes stationnaires ; champ rayonné par l'antenne ; fréquence de résonance de celle-ci.

Mesure des courants

On peut employer des ampèremètres HF thermiques ou à thermo-couples. Ces appareils fournissent des indications en valeur absolue et permettent de chiffrer l'intensité du courant HF au point où se fait la mesure. Ils obligent à couper le fil ou câble, ce qui a pour effet de perturber le circuit, en détruisant sa continuité ou sa symétrie.

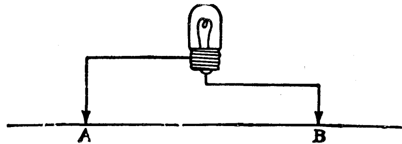


FIG. VIII-1. — *Evaluation grossière de l'intensité antenne à l'aide d'une ampoule de cadran.*

Le plus souvent, on a à faire des mesures comparatives, et il est intéressant de savoir si le fait d'effectuer telle ou telle retouche au réglage, augmente ou diminue le courant.

Pour ce genre de mesure, on peut employer des moyens plus rudimentaires, dont le plus simple consiste à utiliser des ampoules à incandescence du type utilisé pour l'éclairage des cadrans des postes de T.S.F., ou des phares et feux rouges de bicyclettes ; la luminosité de telles ampoules varie dans le même sens que l'intensité du courant qui les traverse. On utiilse généralement le dispositif de la figure VIII-1, qui n'oblige pas à couper le circuit, et l'on écarte plus ou moins A de B, pour avoir un éclairement normal. Dans l'ignorance de la valeur du courant, on commence avec A et B très près l'un de l'autre, et on éloigne pro-

gressivement ces deux points. Choisir des ampoules de la plus petite puissance possible, par exemple des ampoules de feu rouge (1,5 V-0,9 A) ; la très faible puissance consommée perturbe peu le circuit étudié.

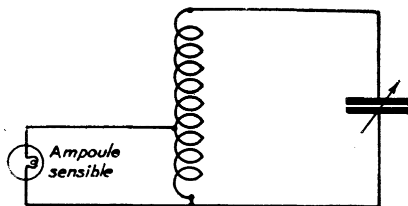


FIG. VIII-2. — *Utilisation d'un ondemètre à absorption.*

Les ampoules offrent l'avantage de fournir une indication quasi immédiate, alors que les ampèremètres thermiques dévient très lentement.

On peut aussi utiliser un ondemètre à absorption (fig. VIII-2).

Mesure de la tension

Pour mesurer la tension, le moyen le plus simple consiste à employer un tube au néon du genre de ceux qu'on utilisait jadis comme indicateurs d'accord dans les appareils récepteurs de radio.

La longueur de la partie illuminée augmente avec la tension.

Recherche des ondes stationnaires

Le R.O.S.-mètre

Il présente l'avantage d'une consommation d'énergie négligeable et peut être branché en permanence dans une digue, au départ d'un émetteur ou à la base d'une antenne en cours de réglage. Il ne peut toutefois s'appliquer qu'à une ligne coaxiale. Le principe simplifié est le suivant : une portion de ligne de même impédance que celle utilisée dans le circuit extérieur est couplée à un fil parallèle ramenée à la masse en son milieu par une résistance de 47 Ω (pour Z = 75 Ω) ou 68 Ω (pour Z = 50 Ω). De part et d'autre du point médian, une diode redresse la tension HF induite dans la portion de digue. Selon que cette tension apparaît côté source (sens direct) ou côté antenne (sens réfléchi), un micro-ampèremètre (500 µA) basculé entre l'une ou l'autre des diodes et la masse dévie et d'autant plus énergiquement que la tension induite est plus grande. Dans les conditions idéales lorsque la tension lue dans le sens direct est maximum, la tension dans le sens réfléchi est nulle.

Les réalisations d'appareils de ce genre dont on ne sait absolument plus se passer au bout de peu de temps sont très variées mais reposent toutes sur le principe énoncé ci-dessus.

1. *Réalisation simplifiée* (*fig. VIII*-3).

Nous l'avons réalisé, dans un châssis métallique fermé, en laiton de 15 × 10 × 5 cm et la disposition pratique adoptée est celle de la figure VIII-5. Il importe de conserver dans le montage une parfaite symétrie, c'est pourquoi nous avons

Version simplifiée

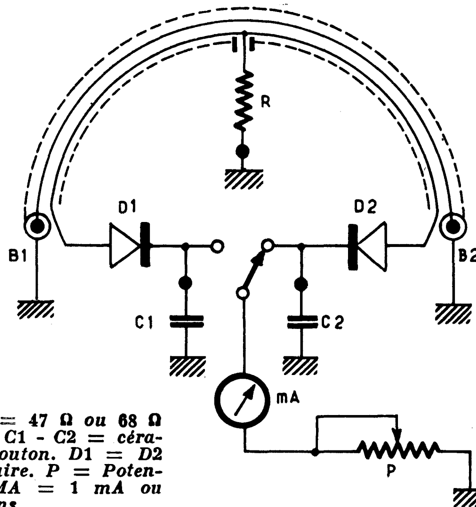


Fig. VIII-3. — *R = 47 Ω ou 68 Ω - carbone (1 W) - C1 - C2 = céramique 1 000 pF bouton. D1 = D2 = OA85 ou similaire. P = Potentiomètre 10 kΩ. MA = 1 mA ou moins.*

fait figurer les deux axes du panneau frontal. Les socles des fiches d'entrée et de sortie sont fixés au milieu des faces latérales, les condensateurs-boutons C_1-C_2 sont ramenés à la masse aux points C'-C" situés à 32 mm du bord et sur l'axe horizontal. Le point R est sur l'axe vertical et sert à la mise à la masse de la résistance. Par contre la place de l'appareil de mesure est indifférente.

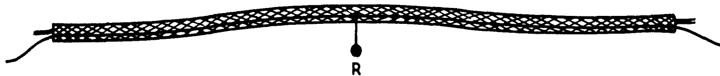


Fig. VIII-4

au milieu des faces latérales, les condensateurs-boutons C_1-C_2 sont ramenés à la masse aux points C'-C" situés à 32 mm du bord et sur l'axe horizontal. Le point R est sur l'axe vertical et sert à la mise à la masse de la résistance. Par contre la place de l'appareil de mesure est indifférente.

La ligne de mesure de la figure VIII-4 est constituée par un morceau de câble coaxial de même impédance caractéristique que celle qui équipe l'antenne à ajuster (C.M.M. par exemple), et d'une longueur de 185 mm, qu'on aura débarrassé de sa gaine plastique afin de mettre à nu l'armature métallique. Les opérations successives sont alors les suivantes :

1° Prendre un morceau de fil émaillé fin de très bonne qualité, non craquelé, ni écaillé, de 0,5 mm de diamètre et de 30 cm de long environ.

2° En desserrant la gaine métallique, faire glisser le fil entre celle-ci et le diélectrique du câble. Remettre la gaine en place.

3° Au milieu exact du tronçon du câble, faire une ouverture dans la gaine et au moyen d'une aiguille, tirer un peu du fil fin avec lequel, une fois dénudé

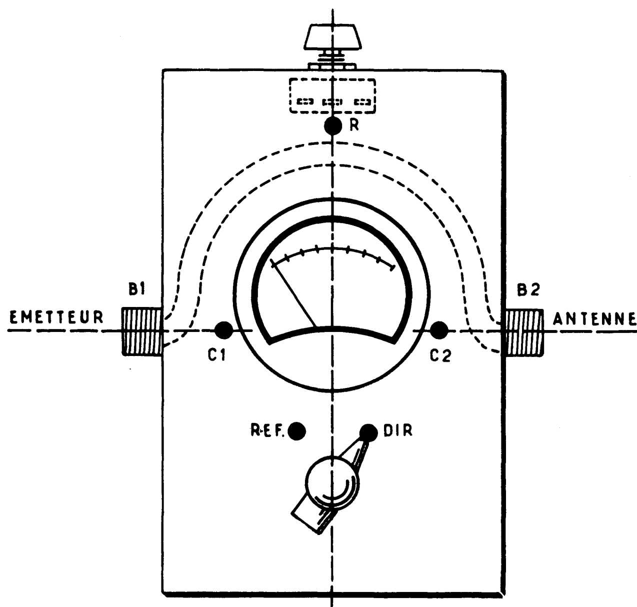


FIG. VIII-5. — *Réalisation pratique*

à la toile émeri sur quelques millimètres, on fera une boucle torsadée destinée à recevoir la résistance R.

Il ne restera plus alors qu'à mettre en place les autres éléments sans précautions spéciales si ce n'est que le fil fin libre vers D_1-D_2 ne doit pas dépasser 1 cm et que la gaine nue doit être soudée à la masse au point précis où se trouve ramenée la résistance de 47 Ω. L'étalonnage se fera comme pour le montage qui suit.

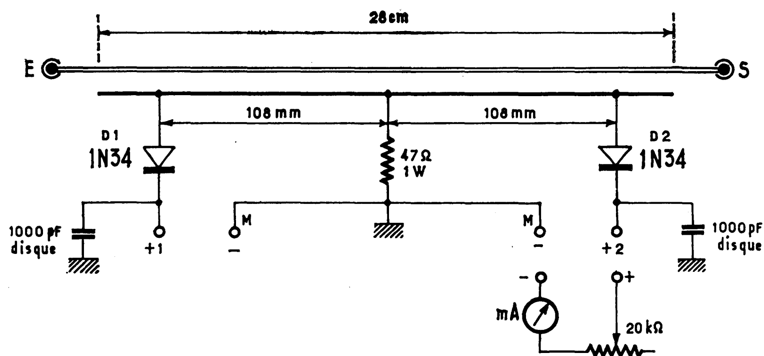


FIG. VIII-6. — *Monimatch - On pourra remplacer les diodes* 1N34 *par des modèles* 1N69 - OA85 - SFD108, etc.

2. *Le Monimatch*. Dans cet appareil, dont la figure VIII-6 reproduit le principe, la ligne de mesure est rigide, ainsi que la ligne de couplage.

Il comporte, en fait, deux ponts disposés dos à dos de manière à mesurer la tension induite incidente et la tension induite réfléchie par le simple jeu d'un commutateur.

La sensibilité de l'appareil, c'est-à-dire le courant redressé indiqué par l'appareil de mesure extérieur, augmente avec la fréquence. C'est ainsi qu'avec une puissance appliquée de 50 watts le miliampèremètre extérieur indique une lecture de 250 microampères sur 3,5 MHz, 1 mA sur 7 MHz et plus de 1 mA au-dessus de cette fréquence. Il convient donc ou bien de choisir un appareil de mesure approprié ou bien de modifier la valeur de la résistance variable en série pour conserver une marge indispensable à une bonne interprétation de la lecture de la tension redressée.

Dans la pratique, la gouttière centrale en laiton ou en aluminium a une section de 16 mm et le conducteur coaxial est un tube de cuivre de 6 mm dont les extrémités sont soudées à deux fiches coaxiales qui permettent de réunir le « monimatch » à l'émetteur et à l'antenne (ou à une résistance pure pour l'étalonnage de l'appareil). Le brin extérieur est un fil de 15/10 mm placé parallèlement, de 28 cm de long, ramené à la masse en son milieu exact par une résistance de 47 Ω (1 W) pour une ligne 75 Ω et 68 Ω (1 W) pour un câble de 52 Ω et maintenu à 6 mm du conducteur central par les deux diodes au germanium et la résistance intermédiaire (fig. VIII-7 a et b et 8.)

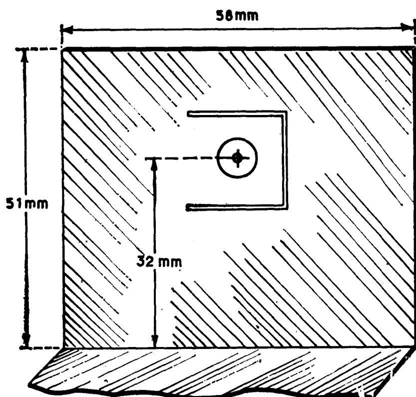


FIG. VIII-7 a. — *Assemblage de la gouttière.*

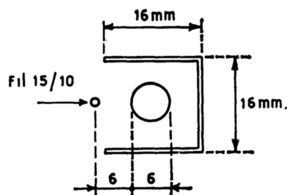


FIG. VIII-7 b. — *Profil de la ligne coaxiale et de la ligne de mesure.*

L'étalonnage du « Monimatch » se fait de la manière suivante : fermer la fiche de sortie par une résistance égale à l'impédance caractéristique de la ligne que l'on se propose d'utiliser. Cette résistance doit être non inductive et on pourra la constituer par un certain nombre de résistances au carbone en parallèle de manière à obtenir une déviation complète du microampèremètre.

Réunir l'appareil de mesure et sa résistance aux points 1 et M dans le sens convenable et l'émetteur étant en service, faire varier cette résistance de manière à obtenir une déviation complète du microampèremètre. Diminuer la puissance de l'émetteur jusqu'à ce qu'il soit possible de supprimer la résistance série.

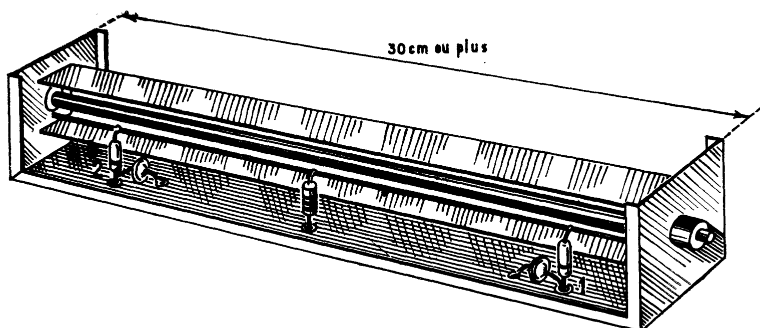


FIG. VIII-8. — *Vue d'ensemble du « Monimatch »*

Intercaler alors l'appareil de mesure entre M et 2. La déviation du micro-ampèremètre doit être infime puisque la charge non inductive est égale à l'impédance caractéristique de la ligne. Déplacer la prise D_2 jusqu'à ce qu'on ne trouve plus aucune déviation et souder définitivement.

Retourner alors le « Monimatch » en branchant la ligne de l'émetteur en S et la charge en E et procéder de la même manière pour souder définitivement D_1.

L'appareil une fois mis au point de cette manière peut être utilisé à la fois comme un ROS-mètre et comme indicateur de puissance de sortie.

Le réflectomètre - T.O.S.-mètre (Knight-kit)

Il s'agit d'un appareil peu répandu et cependant susceptible de rendre les plus grands services dans la mise au point des antennes et leur adaptation, des émetteurs et éventuellement des coupleurs interposés entre étage final et feeders d'alimentation.

On sait en effet que lorsqu'un câble d'impédance connue, par exemple 75 Ω, se referme sur une charge non inductive de même valeur, toute l'énergie appli-

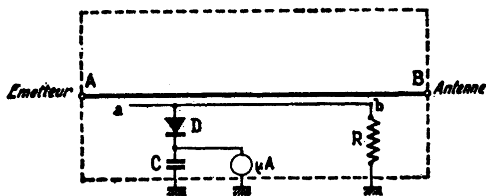


FIG VIII-9

quée à l'autre extrémité se trouve, aux pertes de la ligne près, dissipée dans ladite charge. C'est la définition d'un régime d'ondes progressives. Si cette charge est une antenne, on se trouve dans les conditions de fonctionnement idéal puisque toute l'énergie se trouve appliquée à l'antenne et rayonnée par celle-ci. Si, au contraire, cette charge diffère de l'impédance du câble, une partie de l'énergie, d'autant plus notable que la disparité est plus grande, après avoir atteint la charge, tend à revenir à son point de départ, ce qui donne naissance à un régime *d'ondes stationnaires*.

Si la différence entre l'impédance de la charge (l'antenne) et celle du câble est faible, le régime d'ondes stationnaires est réduit et la puissance réfléchie (donc perdue) modérée. Mais dans le cas d'une disparité importante, le régime d'ondes stationnaires est lui-même important et la puissance réfléchie notable. En effet, les tensions alternatives cheminant le long du câble dans le sens direct « rencontrent » les tensions réfléchies, qui n'étant pas en phase, s'ajoutent aux premières ici, ou s'en retranchent là, créant, ce qui est tout le contraire d'un régime d'ondes progressives, une accumulation d'énergie en certains points à un instant donné. Plus la somme ou la différence de ces tensions est importante et plus grand est le rapport d'ondes stationnaires ou ROS ou plus couramment TOS qui s'exprime par la formule suivante :

$$\frac{E + e}{E - e}$$

où E représente la tension directe et e, la tension réfléchie. Il s'ensuit que plus e se rapproche de E, plus le taux d'ondes stationnaires est élevé par l'antenne qui, dans la pratique est la charge de tout émetteur, est faible donc plus l'efficacité de la station réduit. La connaissance de la puissance réfléchie est d'un grand intérêt pour l'amateur qui veut tirer de sa station le meilleur rendement et la

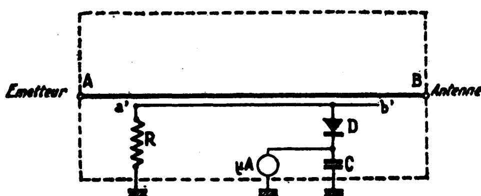


Fig. VIII-10

logique conduit tout naturellement à faire en sorte que cette énergie perdue soit la plus faible possible. C'est pour apprécier la puissance directe et la puissance réfléchie qu'ont été réalisés sous différents aspects, mais toujours selon les mêmes principes, des petits appareils simples appelés : contrôleur de puissance réfléchie, Reflectomètre ou TOS-mètre (en anglais : SWR-meter).

LECTURE		TOS	Energie transmise	Energie perdue %
Position directe	Position réfléchie			
10	0	1	100	0
10	1	1,2	97	3
10	2	1,5	96	4
10	3	1,7	93	7
10	4	2,3	84	16
10	5	3	75	25
10	6	4	64	36
10	7	5,6	51	49
10	8	9	19	64
10	9	19	36	81
10	10	∞	0	100

Principe

Les câbles coaxiaux étant par définition et par construction hermétiquement clos et le conducteur central, inaccessible, on a tourné la question, et le principe est le même dans tous les appareils de ce genre, en réalisant une ligne coaxiale très courte, formée par un conducteur central AB d'assez gros diamètre (6 mm), enfermée dans un boîtier dont le fond est amovible, ce qui rend le conducteur central accessible. Une petite ligne ab de fil fin (15/10 mm) est couplée au conducteur central et se referme à la masse, côté antenne, par une résistance appropriée et, côté émetteur par une diode (fig. VIII-9), et le microampèremètre µA.

Lorsqu'une tension haute fréquence est appliquée à la base de la ligne dans laquelle est inséré l'appareil, la diode D redresse la tension qui apparaît par capacité dans la portion de la ligne ab, ainsi que la tension induite, de sens inverse, qui s'ajoute à la première. Pour un branchement correct de la diode D, la ligne « pick-up » ab mettra en évidence les parties positives du courant HF direct.

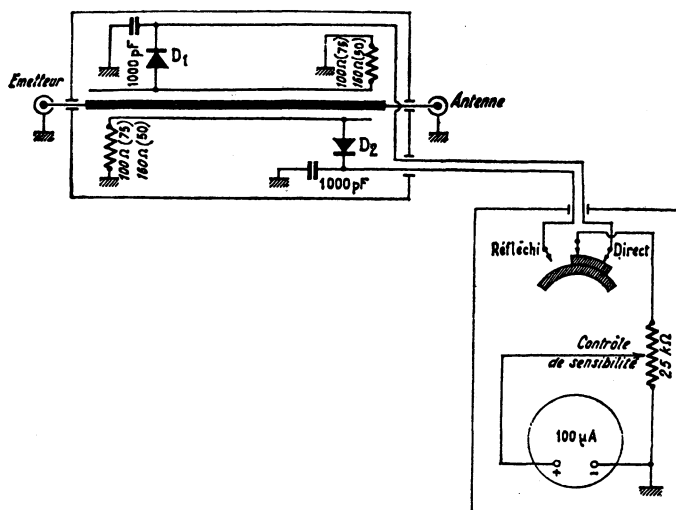


Fig. VIII-11

Si, par ailleurs, comme le montre la figure VIII-10, on retourne la ligne ab en a'b', diode côté antenne, pour les mêmes raisons, la ligne de couplage et la diode mettront en évidence les parties positives du courant HF inverse.

Voilà pour le principe. Dans la pratique, rien ne s'oppose à ce que les deux lignes ab et a'b' soient montées simultanément, de part et d'autre de AB. Quant à l'appareil de mesure (µA = 100 micro-ampères), il peut naturellement être commun et commuté soit vers D_1 (courant direct), soit vers D_2 (courant réfléchi), ce qui nous amène à la figure VIII-11, qui donne le schéma de principe de l'ensemble que nous avons réalisé personnellement (Knight Electronics). Il est évident que la réalisation complète d'un appareil similaire ne présente pas grande difficulté, mais que la formule « kit » simplifie encore le problème et offre, en plus, la sécurité d'un matériel éprouvé et bien adapté mécaniquement et électriquement et l'avantage d'une présentation et d'un fini très agréable à l'œil.

Les caractéristiques du TOS-mètre Knight sont les suivantes :

Fréquences d'utilisation : 1,8 à 432 MHz.

Puissance HF minimum à déflection totale : 1,8 MHz : 45 W, 432 MHz : 0,5 W.

TOS maximum : 20/1.

Puissance HF maximum admise : 1 kW.

Pertes dues à son insertion dans une ligne : négligeables.

On remarquera que la lecture directe varie avec la puissance incidente, ce qui est normal, et avec la fréquence, ce qui est logique, puisque la ligne de couplage, négligeable par sa longueur physique comparée à la longueur d'onde (80 m, par exemple) en devient une fraction importante aux fréquences élevées (144 ou 432 MHz). Un potentiomètre de 25 kΩ commande la sensibilité et permet le tarage aisé et rapide. Un émetteur de 25 W sur 80 m, une dizaine de watts sur les autres bandes décamétriques et 2 ou 3 watts sur VHF, convient très bien pour tous les réglages.

Utilisation

1. *Sur charge fictive*. Une telle charge est facile à réaliser en mettant en parallèle un certain nombre de résistances au carbone (non bobinées) de manière à obtenir une résistance de 75 Ω (ou 52 Ω). Par exemple, quatre résistances de 300 Ω - 3 W en parallèle donneront une charge de 75 Ω pouvant dissiper 12 W et même un peu plus si la mesure est faite rapidement (les résistances de charge des diodes sont des 100 Ω). Cinq résistances de 270 Ω - 3 W ou 9 résistances de 470 Ω - 2 W conviendront pour une charge de 52 Ω pouvant dissiper 15/20 W et même un peu plus (résistances de charge des diodes 160 Ω dans ce cas). Cette charge est connectée au ras de l'appareil, côté antenne.

Cette mesure sera faite, en premier lieu, pour se familiariser avec l'appareil. On règlera l'émetteur au maximum de HF, TOS-mètre branché en position « Forward », sensibilité réduite, puis on augmentera la sensibilité de manière à amener l'aiguille du micro-ampèremètre sur la division 10 en bout d'échelle. En passant sur position « Reflected » l'aiguille doit tomber rigoureusement à 0, ce qui correspond à un T.O.S. de 1/1. On remarquera que les lampes de charge fréquemment utilisées sont d'un emploi déconseillé.

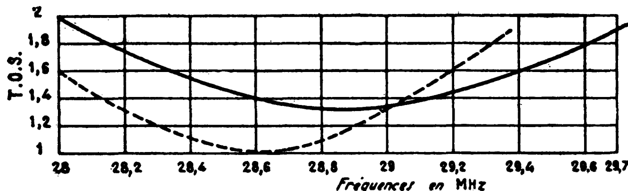


FIG. VIII-12

2. *Dans une ligne coaxiale*. L'endroit le plus logique pour insérer le T.O.S.-mètre, comme nous venons de le faire, est à la jonction de la ligne et de la charge, c'est-à-dire au point d'alimentation de l'antenne mais ce n'est pas évidemment le plus commode d'accès !... aussi, sans ignorer que dans le cas de pertes très élevées, la lecture du TOS ne sera pas d'une rigueur absolue, nous le placerons juste à la sortie de l'émetteur et avant tout filtre anti-TVI s'il en existe un.

a) *Vérification de la résonance d'une antenne.* Lorsqu'une antenne est taillée correctement pour résonner dans une bande, son impédance est minimum à la fréquence de résonance, ce qui implique que trop longue ou trop courte une composante réactive ou capacitive prend naissance, qui a pour conséquence un taux d'ondes stationnaires d'autant plus élevé que la résonance est plus éloignée. Prenons un exemple pratique. Voici un dipôle taillé pour la bande 28 MHz. Couplons-le à l'émetteur à travers le T.O.S.-mètre et calons la fréquence en bas de bande 28 MHz. Après avoir réglé tous les circuits pour un maximum de sortie HF, amenons le réglage de sensibilité de manière à obtenir une lecture directe en bout d'échelle. Passons en position « réfléchi ». L'aiguille du micro-ampèremètre indique sur l'échelle supérieure 2 ce qui donne un taux d'ondes stationnaires de 2/1. Procédons pareillement sur 28,2, 28,4, 28,6, 28,8, 29, 29,2, 29,4, etc., après avoir calé le VFO, refait l'accord des circuits de l'émetteur et recalibré à chaque fois l'appareil. Nous avons trouvé successivement : 1,7, 1,5, 1,4, 1,3, 1,3, 1,5, 1,6, etc. Rien n'empêche de tracer une courbe des résultats trouvés en rapport avec les fréquences utilisées (courbe 1 - fig. VIII-12). L'examen en est intéressant : il montre que le TOS le plus bas se situe aux environs de 28,8 MHz d'une part, mais que la ligne et l'antenne ne sont pas parfaitement « matchées » l'une à l'autre et que le système d'adaptation (doublet replié - delta - gamma ou T match) est à revoir.

La courbe 2 de la même figure montre le résultat de mesures effectuées dans la même bande sur une autre antenne. Celle-ci résonne sur 28,6 MHz et semble apparemment bien adaptée (TOS voisin de l'unité). Par contre, la courbe 1 étant légèrement plus aplatie indique pour cette antenne une bande passante plus large. Nous pouvons d'ailleurs retoucher l'antenne et son système d'adaptation de manière à faire baisser le T.O.S. en prenant la précaution de vérifier que le calibrage en lecture directe reste toujours correct.

b) *Mesure de la puissance relative délivrée par un émetteur.* L'appareil, sans mesurer d'une manière précise la puissance HF délivrée par un émetteur, peut permettre d'apprécier les variations de cette puissance. Pour ce faire, le mettre en position « Forward » et le réunir soit à l'antenne, soit à une charge fictive du genre de celle décrite précédemment, puis mettre l'émetteur en marche et ajuster le potentiomètre de sensibilité de manière à lire 1 sur l'échelle inférieure. A ce moment procéder aux réglages, modifications projetées et faire une nouvelle lecture sans retoucher le potentiomètre de sensibilité. Si l'aiguille du microampèremètre montre au-delà de 1, la puissance de sortie a augmenté. Si elle se fixe à 2, la puissance a doublé.

Quand nous aurons dit que l'appareil permet également d'ajuster les coupleurs, de mesurer les pertes dans les lignes, nous pourrons affirmer que le T.O.S.-mètre appartient bien à la famille des instruments de mesures dont l'amateur éclairé ne saurait se passer.

R.O.S.-mètre UHF

Dans les appareils décrits précédemment, la longueur de la ligne est négligeable en regard de la longueur d'onde de travail. C'est ce qui nous a amené à construire un appareil vraiment prévu pour les UHF. Pour éviter toutes les perturbations dans le fonctionnement de la ligne coaxiale il est indispensable de ne pas créer de rupture d'impédance, c'est pourquoi la partie essentielle du ROS-mètre sera un tronçon de « câble » coaxial et pour avoir toutes facilités pour prélever la HF nous ferons nous-mêmes ce tronçon de coaxial au moyen d'un tube et d'une tige de laiton (ou de cuivre) dont les diamètres sont indiqués sur la figure. Précisons que la longueur n'a aucune importance car l'impédance

est respectée, elle est seulement dictée par la longueur du boîtier. De même il n'est nullement indispensable d'argenter le métal.

La première chose à faire est de trouver un boîtier, ou d'en fabriquer un aux dimensions indiquées ; on peut prendre plus grand bien entendu, mais éviter des dimensions plus réduites, l'instrument de mesure touchant déjà presque le tube. Dans notre cas nous avons utilisé un boîtier du commerce de prix très abordable. Une fois le boîtier trouvé, on peut couper le tube et la tige à la dimension de la boîte. Attention, les diamètres ont une importance. Faire deux fenêtres diamétralement opposées dans le tube comme indiqué. Percer et tarauder également deux trous de chaque côté des fenêtres pour fixer les supports isolants. Se procurer deux prises SO239 et les décolleter fig. VIII-13. Les prises doivent entrer

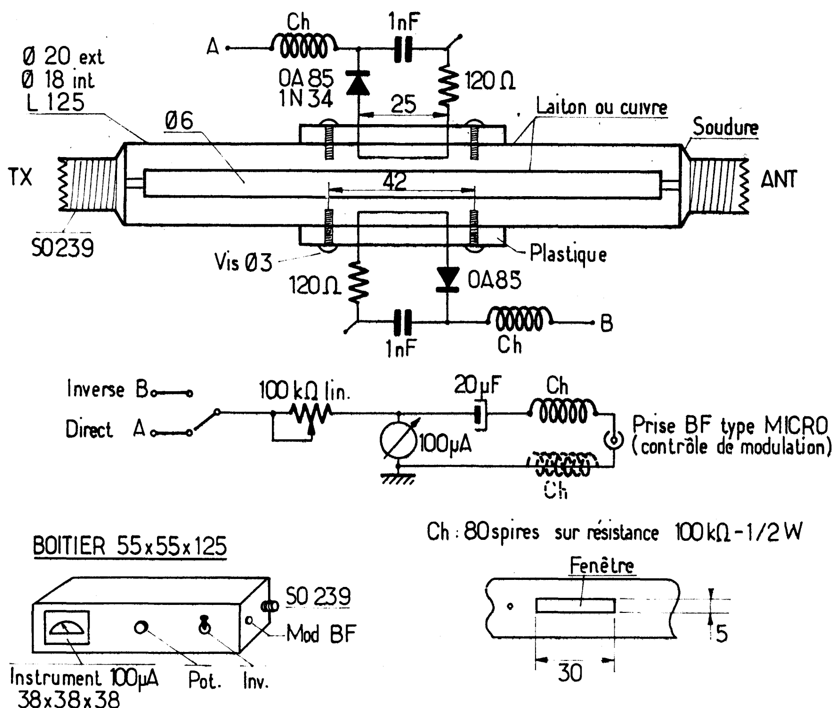


Fig. VIII-13

à frottement doux dans le tube. Percer la tige à chaque bout au diamètre 4 mm ; on peut alors assembler le système coaxial. Commencer par souder la tige aux prises ; on obtient alors un ensemble de même longueur que le tube, l'introduire et souder à chaque bout. Il faut s'aider d'une flamme de gaz, le petit fer à souder de 30 W est alors suffisant ! Refroidir sans tarder. Se procurer une règle d'écolier petit modèle et en découper deux « tranches » de 50 mm. Percer comme indiqué et faire deux boucles identiques en fils de cuivre isolé émail de 1,5 mm de diamètre. Percer le boîtier comme sur la figure. La prise BF est une « Amphénol » à vis pour micro, d'un modèle très utilisé. Le gros travail est alors terminé. Il ne reste plus qu'à procéder au câblage très simple. Ne pas

immobiliser les boucles tout de suite à cause des réglages. Voici comment procéder :

On prendra un petit émetteur de 12 W sur 144 MHz.

1) Mettre sur « Direct », régler le potentiomètre de façon à avoir une réserve de sensibilité dans le cas de petites puissances. Ne plus toucher au potentiomètre pour la suite des réglages ! Charger le R.O.S.-mètre avec une charge fictive d'impédance bien déterminée (50 ou 70 Ω).

2) Régler la boucle « direct » pour la déviation maximum, sans que l'aiguille aille sur la butée ; le réglage est assez pointu.

3) Mettre l'inverseur sur « réfléchi », retourner le R.O.S.-mètre, (inverser sortie antenne et entrée TX). Régler la seconde boucle pour la déviation maximum sans toucher au potentiomètre. Recommencer les opérations 2 et 3 car elles réagissent l'une sur l'autre ; immobiliser les boucles par une goutte de colle. Avec cet appareil on peut régler les émetteurs à transistors de petite puissance et leur faire débiter le maximum de HF sur antenne. Rappelons la relation donnant le R.O.S. :

$$\text{ROS} = \frac{100 + \text{réfléchi}}{100 - \text{réfléchi}}$$

en appelant « 100 » la déviation maximum de l'instrument qui peut être un 100 μA

Mesure de la fréquence de résonance d'une antenne

On peut contrôler la fréquence de résonance d'une antenne à l'aide d'un grid-dip. Nous donnons figure VIII-14 le schéma d'un appareil de ce type. Il en

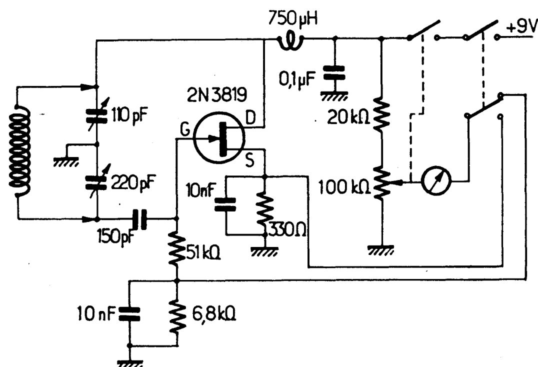


FIG. VIII-14

existe de nombreuses versions. Les plus pratiques pour la mesure des antennes sont évidemment ceux qui portent leur alimentation autonome. Nous voulons dire les dip-mètres à transistors.

Le dip-mètre

C'est la version transistorisée du grid-dip, autrement d'un oscillateur dont on mesure le courant au repos lequel est influencé par l'absorption du circuit accordé à tester qui lui est couplé. Lorsque les deux circuits sont en résonance,

l'absorption du circuit passif produit un « dip » ou variation rapide, très pointue du courant en régime d'oscillation normal. Par circuit passif on peut entendre un circuit LC, mais aussi une ligne résonnante, une bobine de choc et une antenne. Et puisque notre propos dans cet ouvrage est l'étude et la réalisation des antennes, travail qui ne peut se faire que sur le terrain il est infiniment plus pratique d'utiliser un dip-mètre à alimentation incorporée ce qui n'était pas le cas pour les grid-dip à lampes dont l'alimentation par le secteur constituait une entrave à leur utilisation extérieure.

Cette version de dip-mètre présente l'avantage d'être équipé d'un transistor à effet de champ dont le fonctionnement est semblable à celui d'une lampe, sans présenter ses inconvénients.

Schéma de principe

Le schéma de principe complet du dipmètre est indiqué par la figure VIII-14. Le transistor à effet de champ est un 2N3819 monté en oscillateur Colpitts, avec condensateur variable assurant le couplage entre le drain jouant le rôle d'anode et la gate, remplaçant la grille, pour l'entretien des oscillations.

Toute absorption d'énergie aux bornes de la bobine oscillatrice extérieure au boîtier provoque une augmentation de courant source-drain. La résistance de 330 ohms entre source et masse met ce courant en évidence et le montage potentiométrique permet d'obtenir une tension en opposition sur le galvanomètre afin que celui-ci n'indique que des variations de courant avec une sensibilité maximum.

Sur la position « oscillateur » mettant en service la pile d'alimentation de 9 V, on constate une déviation (dip) du galvanomètre en couplant le bobinage extérieur à un circuit accordé, lorsque la fréquence d'acocrd de ce circuit correspond à celle du grid-dip. La fréquence du grid-dip étant connue, on connaît ainsi la fréquence d'accord du circuit.

Sur la position « diode », l'alimentation est coupée et l'on se sert de la jonction gate-source pour détecter le signal alternatif qui apparaît aux bornes du bobinage extérieur lorsque ce dernier est couplé à un bobinage oscillateur.

Un circuit imprimé de 38 × 58 mm supporte la plupart des éléments de l'oscillateur : transistor FET, résistances et condensateurs sur la partie supérieure et self de 750 µH et picots de liaison aux autres éléments sur sa partie inférieure, du côté câblage imprimé. La figure VIII-15 montre le plan de câblage des parties

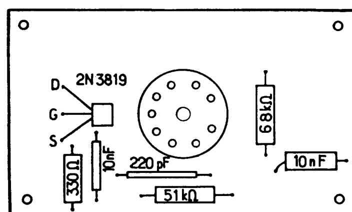


FIG. VIII-15

supérieures du circuit imprimé. On remarque, sur la figure, le support noval pour circuit imprimé pour le branchement des bobines interchangeables. Ce support traverse en effet un trou du côté arrière du boîtier, le circuit imprimé étant fixé après câblage, parallèlement à ce côté et à quelques millimètres de distance par

4 vis avec entretoises, en raison de l'encombrement des éléments de la partie supérieure du circuit.

Trois picots sont reliés respectivement à un faisceau de 4 fils (jaune, blanc, orange, bleu) le quatrième fil bleu correspondant à la masse du circuit imprimé. Signalons également un fil nu 10/10 reliant la même masse du circuit imprimé à la cosse lames mobiles du condensateur variable de 110 + 220 pF, fixé directement au fond du boîtier, sans oublier sous les têtes de vis une rondelle éventail et une rondelle plate. Une cosse reliée à la self de 750µH est reliée à la même cosse du condensateur variable par un condensateur céramique de 0,1 µF. Les deux autres picots servent aux liaisons directes aux cosses lames fixes des cages 110 et 220 pF du condensateur variable, qui ne doit pas comporter de trimmer pour ne pas fausser l'étalonnage.

Le condensateur variable est un modèle miniature pour récepteur à transistors et les bobines sont réalisées sur mandrins Métox en polystyrène de 12 mm de diamètre, fixés au moyen d'une vis ou collés à un culot noval, qui permet par conséquent de prévoir plusieurs bandes par simple changement de bobine. Chacune est réalisée en fil émaillé et à spires jointives, à l'extrémité du mandrin de la manière suivante :

Première bande :	1,5 - 4 MHz	60 spires	- fil 30/100 mm
Deuxième bande :	4 - 10 MHz	25 spires	- fil 30/100 mm
Troisième bande :	10 - 25 MHz	8 spires	- fil 50/100 mm
Quatrième bande :	25 - 55 MHz	4 spires	- fil 10/10 mm

Les limites de bandes sont à déterminer par réglage du noyau magnétique et différent selon le type de condensateur utilisé. Tout autre type de condensateur variable à deux éléments peut être employé.

Une deuxième version comportant un montage assez peu différent est reproduite fig. VIII-16. Le transistor à effet de champ utilisé est un TIS 34, version

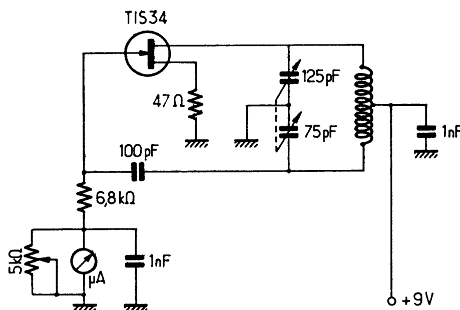


FIG. VIII-16

grand public, du précédent, et dans lequel on mesure le courant de « gate » au moyen d'un appareil sensible prélevé sur un vu-mètre. Le condensateur variable étant également un modèle miniature, l'ensemble est extrêmement réduit au volume. Le courant de gate est d'autant plus important que le circuit oscille plus énergiquement. Il se situe à 50 λA et plus et peut être ajusté par résistance variable. Pour obtenir une oscillation uniforme tout au long d'une même bande, les bobines sont réalisées en deux sections et l'alimentation est appliquée au point

milieu. Les deux demi-bobinages sont réalisés à spires jointives et espacés de 6 mm l'un de l'autre sur les mêmes mandrins on réalisera les bobines ainsi :

1 3 - 6 MHz 100 spires - fil 20/100 mm
2 6 - 15 MHz 50 spires - fil 30/100 mm
3 15 - 32 MHz 18 spires - fil 50/100 mm
4 30 - 80 MHz 4 spires - fil 10/10 mm

Enfin, nous proposons fig. VIII-17 une troisième version plus élaborée et

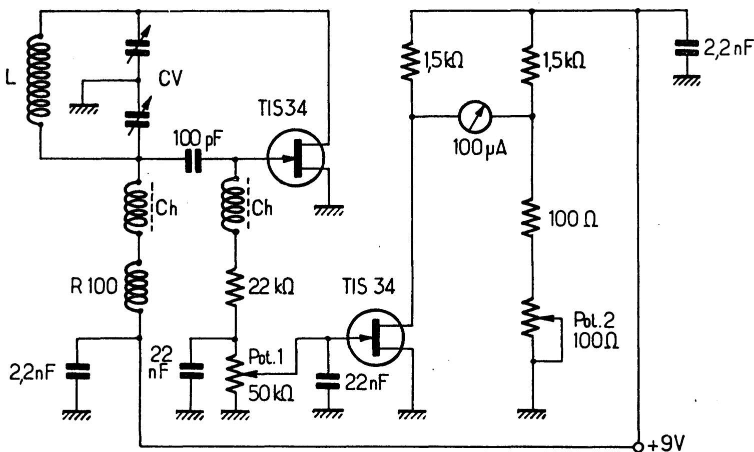


FIG. VIII-17

plus spécialement prévue pour « monter » en fréquence. Elle comporte également un transistor à effet de champ TIS 34 dans un montage Colpitts suivi d'un amplificateur à courant continu dont le drain appartient à un pont de mesure qui est en équilibre au repos. Lorsque l'oscillation se produit, le courant de drain du premier transistor est faible, celui de la gate, au contraire, est maximum. La tension développée aux extrémités du réseau de fuite de gate est partiellement appliquée à la gate du circuit de mesure déterminant son courant de drain. Grâce au potentiomètre d'équilibrage de 100 Ω, on fait en sorte que la tension aux bornes du microampèremètre, qui se trouve en diagonale du pont de mesures, soit nulle.

Lorsqu'on approche la bobine L d'un circuit accordé sur la même fréquence, une absorption se produit qui tend à faire décrocher l'oscillateur. Son courant de drain augmente et son courant de gate diminue. La tension appliquée à la gate du circuit de mesure diminue et son courant de drain augmente également, ce qui déséquilibre le pont de mesure car la chute de tension dans la charge de drain augmentant, celui-ci devient moins positif. L'appareil de mesure dévie d'autant plus que le potentiomètre de sensibilité, Pot 1, est plus ouvert.

Les bobines, ch, sont constituées par 50 spires de fil fin sur un bâtonnet de ferroxcube, et le CV est un modèle 2 × 60 pF. (Un 2 × 100 pF donnerait des plages d'exploration plus larges).

Les bobines sont interchangeables et réalisées, comme dans les montages qui précèdent, sur mandrin Métox, pour les quatre premières qui couvrent :

30- 50 MHz : 21 spires jointives fil 30/100 mm, émaillé
50- 80 MHz : 7 spires jointives fil 50/100 mm, émaillé
80-130 MHz : 4 spires, longueur 8 mm, fil 10/10 mm
130-175 MHz : 2 spires, longueur 6 mm, fil 10/10 mm
175-250 MHz : épingle à cheveux de 2,5 cm de long et 1,5 cm de large, faite d'une bande de laiton de 4 mm de large.

Etalonnage. Quel que soit le type d'appareil, le point crucial est évidemment la précision de l'étalonnage qui se fera soit au moyen d'un générateur, soit en écoutant sur un récepteur de trafic dont la précision de lecture est suffisante.

Utilisation. Les applications du dip-mètre sont multiples : appréciation du coefficient de surtension d'un circuit, mesure de bobines et de capacités, localisation d'une oscillation et enfin, et surtout, dans le cas qui nous occupe, réglage des antennes, des trappes, des lignes, etc.

La longueur d'un quart d'onde ou d'une demi-onde fermée peut être déterminée comme suit : couper après calcul et compte tenu du facteur de vélocité une longueur de ligne ou de câble légèrement trop grande. Court-circuiter une extrémité et fermer l'autre par une boucle d'une spire de fil téléphonique sous gaine plastique. Cette boucle aura un diamètre légèrement supérieur à celui de la bobine du dip-mètre. Le « dip » le plus bas en fréquence correspond à la résonance en quart d'onde.

Exemple pratique : un morceau de câble coaxial de 7,50 m ($K = 0,66$), donne son dip le plus bas sur : $\frac{7,50 \times 4}{0,66 \times 2} = 22,5$ m, soit 300 : 22,5 = 13,2 MHz. Il représente un quart d'onde à la fréquence 13,2 : = 6,6 MHz. D'autres résonances seront trouvées à 16,4, 39,6 et 52,8 MHz pour les multiples pairs de quarts d'onde.

Le même câble ouvert à son extrémité libre présentera des « dips » sur les multiples impairs de la fréquence, soit 19,8 MHz, 33 MHz, 46,2, 58,8 MHz, correspondant aux harmoniques 3, 5, 7, 9... de la fréquence.

Incidemment, cette manipulation prise à l'inverse permet de déterminer avec précision, le facteur de vélocité d'un câble ou d'une ligne de caractéristique imprécise dont on connaît la longueur et la résonance.

Les antennes quart d'onde ground-plane ou celles utilisées habituellement sur les émetteurs mobiles en décamétriques peuvent être mises au point de la même manière. On soude provisoirement, à la base, une simple spire qui permet de coupler la bobine du dip-mètre. Avec une antenne comportant une bobine centrale, ramener la base de l'antenne à la masse, par un court-circuit provisoire et coupler le dip-mètre à la self de l'antenne. Avec les antenne filaires ou tubulaires, on procède sensiblement de la même manière n particulier pour le radiateur qui sera accordé sur la fréquence de travail, câble d'alimentation déconnecté.

Les trappes peuvent être préalablement accordées avant leur mise en place, par simple approche du dip-mètre qui se couple très facilement.

Enfin, pour autant qu'une antenne est alimentée par une ligne ou par un câble d'un nombre quelconque de demi-longueurs d'onde, la résonance de l'antenne pourra être mesurée à la base de cette ligne.

Enfin nous proposons, figure VII-18, une version assez voisine commercialisée en kit par la firme « Amtron » sous la référence UK 402.

L'oscillateur est du type Colpitts mais, à la différence du montage précédent, à alimentation parallèle du train, ce qui soustrait la bobine et le conducteur variable à toute tention continue. Les bobines, au nombre de cinq, couvrent

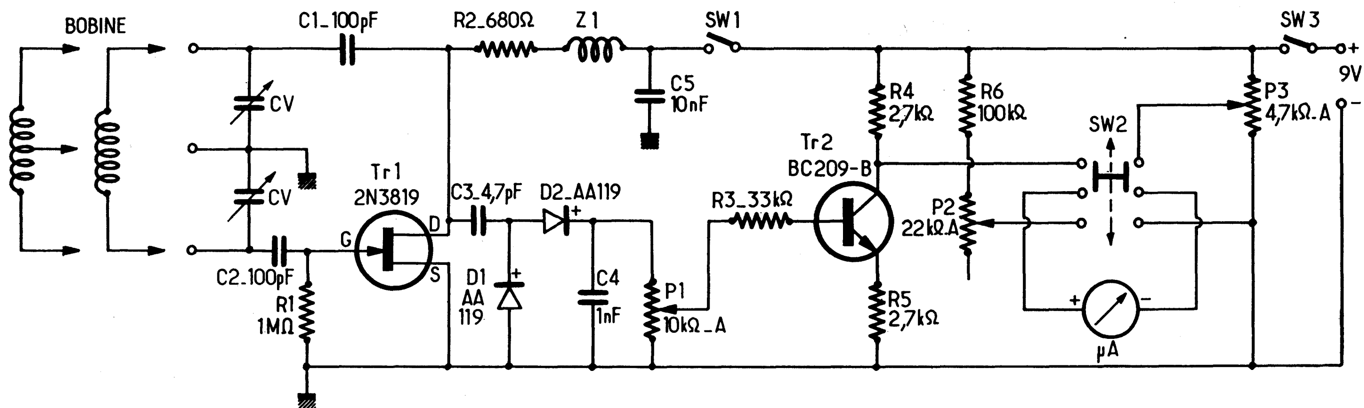

BOBINE
C1_100pF
R2_680Ω
Z1
SW1
SW3
+
9V
-
CV
CV
C5
10nF
R4
2,7kΩ
R6
100kΩ
P3
4,7kΩ.A
SW2
Tr1
2N3819
Tr2
BC209-B
C3_4,7pF
D2_AA119
R3_33kΩ
P2
22kΩ.A
G
D
S
C2_100pF
R1
1MΩ
D1
AA
119
C4
1nF
P1
10kΩ_A
R5
2,7kΩ
μA

Fig. VIII-18

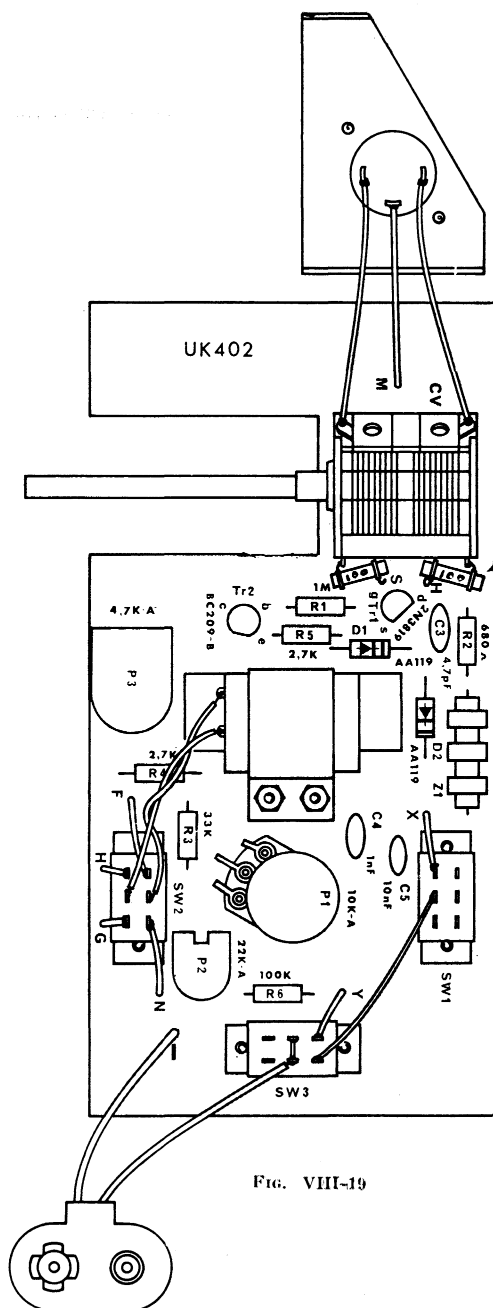

UK402
M
CV
Tr2
BC209-B
R1
1M
R5
2,7K
D1
AA119
C3
4,7pF
R2
680 Ω
2N3819
P3
4,7K-A
D2
AA119
Z1
R4
2,7K
R3
33K
F
H
G
N
SW2
P1
10K-A
C4
1nF
C5
10nF
X
SW1
P2
22K-A
R6
100K
Y
SW3

FIG. VIII-19

sans trou, une large plage de fréquences depuis 2,8 MHz jusqu'à 155 MHz avec un cœfficient de recouvrement d'environ 2,5 qui résulte de l'utilisation d'un condensateur variable de 2 × 90 pF. La tension HF est appliquée à un système redresseur doubleur de tension constitué par deux diodes AA 119, à la sortie duquel apparaît une tension continue qui est appliquée au potentiomètre P_1. Sur le curseur de celui-ci est prélevée une tension positive ajustable qui polarise le transistor amplificateur de tension Tr_2 (BC209-B). Le circuit collecteur de cet étage appartient à un pont équilibré au repos par le potentiomètre P^3.

La polarisation, en absence de signal, est négative. En présence de celui-ci cependant, cette polarisation est annulée au point de rendre la base sufisamment positive pour permettre le passage d'un certain courant entre collecteur et émetteur. Il en résulte une baisse de tension sur l collecteur, par suite de la chute dans la résistance de charge R_4. Au moyen du potentiomètre, on règle la position de l'aiguille de l'instrument de manière à la ramener sur l'échelle. Dans le cas où l'on constate une absorption dans le circuit oscillant, la tension positive provenant du détecteur diminue, ainsi augmente la résistance du transistor Tr_2 et en conséquence, la tension sur le collecteur. Une telle augmentation est signalée par l'aiguille de l'instrument qui se déplace vers le haut. Dans cet amplificateur à couplage direct, l'effet de la dérive est ramené au minimum au moyen de l'emploi d'un transistor au silicium et d'une contre-réaction fournie par la résistance R_5.

Le potentiomètre P_2 sert à porter l'aiguille du microampèremètre au point précis de l'échelle, au cours du contrôle de la tension de la batterie.

L'interrupteur SW_1 coupe l'alimentation de l'oscillateur. Avec l'interrupteur ouvert, l'instrument fonctionne en détecteur à cristal, puisque le signal capté par le circuit accordé est transmis directement à travers les condensateurs C_1 et C^3.

Le reste du circuit fonctionne de façon normale, le signal provenant d'une source externe au lieu de l'oscillateur incorporé.

L'inverseur SW_2 commute l'instrument entre le fonctionnement normal et la disposition pour le contrôle de l'efficacité de la batterie.

La figure VIII-19 reproduit en même temps la sérigraphie du circuit imprimé et la disposition des éléments. L'encoche qui prolonge le condensateur variable est destinée à laisser apparaître un tambour gradué en lecture directe par chaque bande. Encore qu'il soit plus recommandé de partir du matériel en kit, le réalisateur pourra entreprendre à partir des schémas ci-dessus une réalisation personnelle donnant d'excellents résultats avec des bobines ainsi conçues :

2,8 — 7 MHz = 82 spires jointives, fil émaillé 6/10 mm, prise médiane
6 — 13 MHz = 37 spires jointives, fil émaillé 8/10 mm, prise médiane
11,5 — 27 MHz = 22 spires, fil émaillé, 8/10 mm, longueur 36 mm
26 — 64 MHz = 5 1/4 spires, fil émaillé, 8/10 mm, longueur 8 mm
60 — 155 MHz = 1,5 spire, fil émaillé, 10/10 mm
diamètre des mandrins (support à 3 broches) = 16 mm.

Mesure de la résistance de rayonnement d'une antenne
Impédancemètre à générateur de bruit

Pour mesurer l'impédance d'une antenne, il faut disposer d'un pont de mesures et d'un générateur. Le pont de mesure existe sous diverses appellations et notamment sous celle d'« Antennascope ». Le générateur auquel une faible énergie est demandé peut être un VFO ou un émetteur de petite puissance faiblement couplé à l'antenne à travers le pont de mesures dans lequel l'antenne constitue l'élément inconnu ZX. La condition d'équilibre du point est réalisée

lorsque la valeur du potentiomètre ajustable « Pot » est égale à ZX. Si ce terme est purement résistif, et dans ce cas seulement, la lecture du micro ampèremètre est nulle : aucun courant ne circulant entre A.B., par définition (fig. VIII-20). Si le potentiomètre comporte un cadran gradué en ohms, on pourra y lire directement l'impédance de l'antenne à la fréquence du signal qui lui est appliqué.

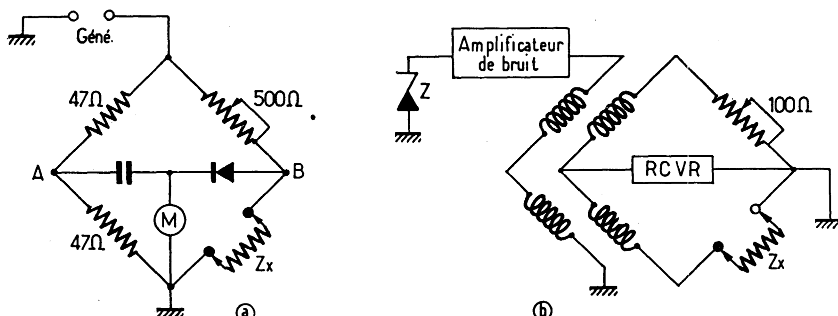


Fig. VIII-20

L'appareil que nous présentons aujourd'hui est susceptible de rendre les mêmes services et quelques autres supplémentaires en simplifiant le problème. En effet, il ne demande ni générateur, ni appareil de mesure et fonctionne à précision maximum jusqu'à 100 MHz et jusqu'à 150 MHz à précision réduite pour une gamme de lecture de 0 à 100 Ω. C'est pourquoi il est l'instrument idéal pour la mise au point des antennes, de leur fréquence de travail et de leur adaptation précise sans employer le moindre appareillage coûteux.

Principe de fonctionnement

Il est temps d'en donner la description, et le principe de fonctionnement. Nous y trouvons... un générateur incorporé, un pont et un circuit de mesure donc ce que nous avons énuméré plus haut, mais sous forme tout à fait différente.

Le générateur est strictement apériodique et ne comporte aucun circuit oscillant. Il est limité à une diode génératrice de « bruit blanc » suivie d'un amplificateur à transistors à trois étages à large bande. Toutes les diodes Zener ont cette propriété, la diode utilisée ici est d'un type spécial qui produit un niveau de bruit élevé sur un spectre de fréquences très étendu. L'amplificateur qui fait suite est équipé de trois transistors du même type (2N3563 Fairchild) à fréquence de coupure très élevée qui en permet l'emploi dans un réseau à large bande, à grand gain, jusqu'à des fréquences égales ou supérieures à 100 MHz. Il en résulte un niveau de bruit pratiquement constant dans tout le spectre HF-VHF (fig. VIII-21).

Mais nous n'avons pas encore défini le circuit de mesure. C'est tout simplement le récepteur de trafic de la station.

Quant au pont, il ne comprend plus, comme dans les appareils conventionnels, deux résistances dans les parties fixes, mais un transformateur sur tore magnétique dont le primaire qui charge le dernier étage de l'amplificateur, est couplé à un secondaire à point rigoureusement médian. La branche supérieure se referme sur un potentiomètre étalonné de 100 Ω et la branche inférieure est destinée à recevoir l'antenne à mesurer. Le récepteur est inséré dans la diagonale du pont.

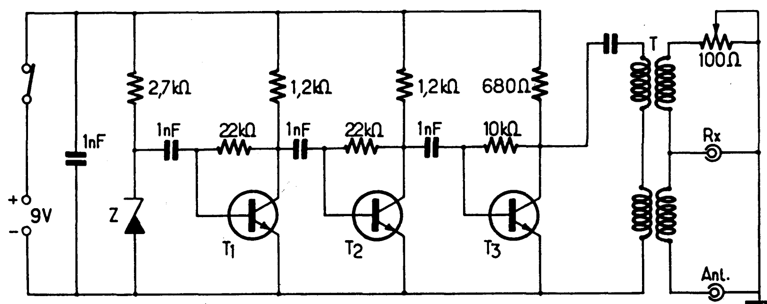


FIG. VIII-21

Utilisation

Le récepteur, l'antenne et la pile intérieure étant connectée ; on recevra sur toute la bande un magnifique souffle d'un niveau très supérieur à S9. (Pot sur 50 Ω) et qui couvre positivement tous les signaux reçus. On accordera le récepteur de manière à obtenir le plus faible bruit ou le minimum de lecture du S-mètre. Nous sommes sur la fréquence de résonance. Chercher par ajustement du potentiomètre à diminuer, voire à annuler ce bruit. Le réglage du récepteur et la position du potentiomètre nous donnent en lecture directe la fréquence de résonance de l'antenne et son impédance. Telle est la première manipulation à laquelle on pourra se livrer pour se familiariser avec le fonctionnement de l'appareil. En effet, une antenne est un circuit résonnant. Son impédance est minimum à la fréquence de résonance et augmente rapidement de part et d'autre, comme le montre la figure VIII-22.

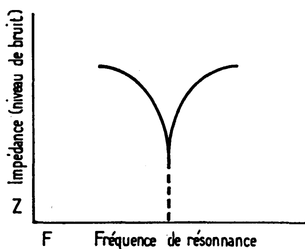


FIG. VIII-22

Il sera facile de déduire de cette mesure dans quel sens on doit modifier la longueur de l'antenne et son adaptation pour l'amener sur une fréquence de résonance donnée et lui faire présenter une impédance de même valeur que celle du câble qui l'alimente, condition pour laquelle le taux d'ondes stationnaires sera réduit, au minimum. En procédant de la même manière on pourra déterminer avec précision les longueurs électriques de câble coaxial dont le coefficient de vélocité n'est pas connu avec certitude. Voici, avec l'impédance-mètre à générateur de bruit, comment procéder, en utilisant un récepteur décamétrique toutes bandes :

1° Prendre une longueur absolument quelconque du câble à définir (minimum 3,5 m — maximum 60 m) le munir à un extrémité d'une fiche coaxiale miniature qui le raccordera au pont et court-circuiter l'autre extrémité.

2° Réunir le récepteur à la prise RCVR du pont.

3° Mettre le potentiomètre sur 0 Ω et l'interrupteur en position service « ON ».

On balaiera alors toute la gamme de 30 à 1,6 MHz couverte par le récepteur et on notera, selon la longueur du câble, la ou les fréquences correspondant à une extinction totale du bruit très puissant généré par l'appareil. Si on observe plusieurs « nuls », c'est évidemment le plus bas en fréquence qu'il faut retenir.

Voici un exemple pratique. Avec une botte de 25 m de câble coaxial 75 MD des Câbleries de Lyon, nous avons noté des « nuls » à 3 900 kHz, 7 800 kHz, 11 700 kHz, etc. correspondant à une longueur d'onde électrique de 76,92 m, 38,46 m, 25,64 m, etc. La demi-onde à la fréquence la plus basse étant 76,92 m : 2 = 38,46 m, le coefficient de vélocité de ce câble est 25 : 38,46 = 0,65, valeur à partir de laquelle on pourra tailler n'importe quelle ligne de longueur critique.

La formule simple donnant le facteur de vélocité sera : k :

$$\frac{F(\text{MHz}) \times l(\text{m})}{150}$$

Les autres « nuls », d'autant plus nombreux que l'échantillon à mesurer est plus long, correspondent à 2, 3, 4, etc. demi-ondes électriques.

La détermination de la longueur d'un quart d'onde ou d'une ligne demi-onde sera alors aisée et rapide, même en partant d'un câble de caractéristiques imprécises avec le pont à générateur de bruit. (On se rappellera qu'une section quart d'onde *ouverte* à l'extrémité est l'équivalent, au point de vue des « nuls » observés, d'une section demi-onde court-circuitée.)

Envisageons maintenant la solution pratique de la mise au point d'une antenne. Ce problème qui est typiquement celui des radio-amateurs qui ont le souci de l'efficacité de leur station peut être entièrement résolu au moyen du seul pont d'impédance à générateur de bruit, tant en ce qui concerne la résonance de l'aérien, ce qui est capital, qu'en ce qui concerne son adaptation à la ligne, ce qui l'est tout autant.

Nous supposerons donc que, sur des données dignes de foi, nous venons de terminer une antenne qu'il reste à mettre au point, c'est-à-dire à faire résonner dans la gamme de fréquence choisie et à adapter correctement à un câble coaxial de 50 Ω, par exemple. Cette antenne sera montée à bonne hauteur au-dessus du sol et correctement éloignée des obstacles ambiants. Il y aura également le plus grand intérêt à ce qu'elle soit ou bien amovible, ou bien facilement accessible, car les retouches sont toujours nombreuses lorsqu'on veut obtenir un résultat parfait. Faut-il y adapter le câble et se livrer aux mesures que permet le pont ? Rien ne s'y oppose, mais il y a de grandes chances pour que les valeurs relevées ne signifient pas grand chose. En effet, l'antenne par construction résonne certainement sur une fréquence différente de celle que l'on recherche et... l'adaptation de la ligne reste à faire. Nous allons dévier le problème et éliminer la ligne ou du moins son influence.

Nous savons en effet qu'une ligne demi-onde présente la propriété de reproduire à une de ses extrémités la charge résistive sur laquelle elle se referme à l'autre. Dans un premier temps, il suffira donc de couper un morceau de câble d'une longueur telle qu'elle puisse joindre le récepteur à l'antenne d'une part et qu'elle ait une longueur électrique d'une demi-onde ou d'un *multiple quelconque*

de demi-ondes, ce qui pourra être obtenu soit au moyen du pont, ainsi qu'il a été dit plus haut (ne pas oublier de court-circuiter l'extrémité libre), soit par calcul, si on connaît le coefficient du câble utilisé. On vérifiera alors que toute résistance non inductive mise à la place du court-circuit donne sur le pont un « nul » pour une lecture de même valeur. Si on remplace cette résistance par l'antenne elle-même, on lira sur le pont à la fois son impédance et, sur le récepteur, la fréquence de résonance correspondant au meilleur « nul ». On en déduira alors si on doit augmenter ou diminuer la longueur du brin rayonnant pour l'amener à la résonance sur la fréquence souhaitée. La mesure au grid-dip confirmera les observations faites.

Reste alors à amener le système d'adaptation à une impédance de la même valeur que celle du câble. Là encore le pont sera l'outil de contrôle et nous renseignera dans quel sens il faut agir. Il est à noter que toute modification du système d'adaptation se traduit souvent par une modification de la fréquence de résonance. Comme l'une et l'autre sont mesurées en permanence, on doit arriver de proche en proche, à la fois à la résonance cherchée et à l'impédance (supposée 50 Ω) désirée. Lorsque le résultat sera atteint, le câble fonctionnera en régime d'ondes progressives parfait et on pourra couper la ligne à la longueur pratique la plus commode sans modifier le fonctionnement du système qui, bien évidemment, présentera un rapport d'ondes stationnaires voisin de l'unité.

Ainsi toutes les antennes peuvent être soumises à la mesure : Quad classiques - Quad multibandes - Swiss-Quad - Antennes beam simples dipôles, etc. et quelle que soit l'adaptation : série, shunt, delta, gamma, etc.

Un appareil vraiment utile, qui fait gagner du temps, qui éclaire le problème des lignes et des antennes d'un jour nouveau et dont on ne peut absolument pas se passer si on refuse de rester dans l'à peu-près.

Mesure du champ produit par une antenne

Pour régler des antennes d'émission, surtout des antennes directives, il est intéressant de pouvoir mesurer le champ à une certaine distance. Un système détecteur placé aux bornes d'un circuit accordé et actionnant un appareil de mesure permettra d'avoir une valeur relative du champ suivant les réglages effectués sur l'antenne.

La figure VIII-23 donne le schéma d'un contrôleur de champ simple qu'on pourra utiliser pour régler une antenne d'émission ou pour régler une antenne de réception à proximité d'un émetteur. La sensiblité de l'appareil dépendra de l'antenne qui y sera connectée et de la sensibilité du cristal détecteur. Si le signal est intense, un cristal type 1 N 34 conviendra ; si le signal est faible, un cristal type 1 N 21, 1 N 23 donnera une sensibilité très supérieure. Ces derniers cristaux sont sensibles, mais claquent à la moindre surcharge. Il faudra agir avec précaution et s'assurer que le signal à recevoir n'est pas trop intense. On commencera par désaccorder le circuit du contrôleur pour diminuer l'intensité du signal reçu, puis on refera l'accord en suivant des yeux l'appareil de mesure. S'il dévie trop, on réduira l'antenne de réception branchée au contrôleur ou on éloignera celle-ci de l'émetteur.

Plus la mesure sera effectuée loin de l'émetteur, plus elle aura de valeur. Il ne faut pas faire des mesures de ce genre à moins d'une dizaine de longueurs d'ondes de l'antenne d'émission.

Les précautions habituelles devront être prises quant à l'adaptation des impédances de l'antenne de réception au feeder et du feeder au contrôleur si l'on veut avoir des mesures comparatives de quelque valeur.

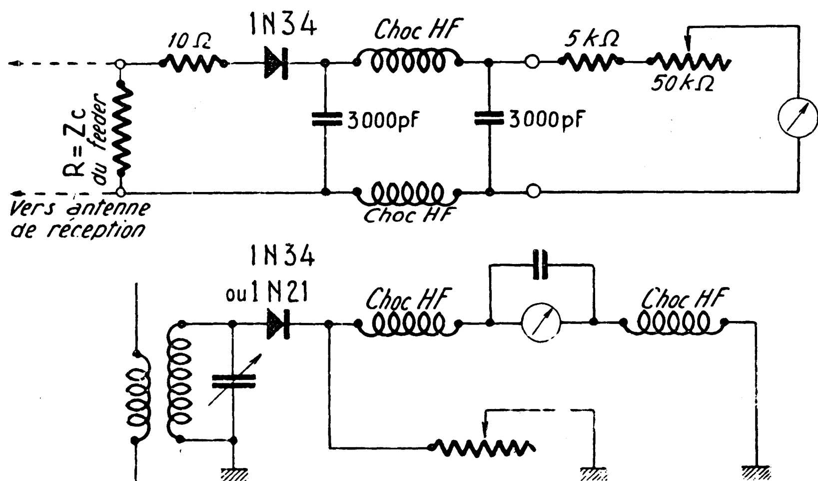


Fig. VIII-23. — *Contrôleurs de champ. On pourra utiliser comme détecteurs les diodes à pointe utilisées en détection T.V.*

Si l'on veut mesurer le champ d'un émetteur éloigné, il faudra construire un récepteur sensible et y installer un appareil de contrôle (genre S mètre) qui sera gradué en millivolts par mètre à l'aide d'un générateur à sortie étalonnée. Des mesures comparatives de champ ne pourront avoir une signification que si l'on ne fait varier qu'un paramètre à la fois : distance à l'émetteur, antenne de réception, hauteur de l'antenne, etc.

Mesureur de champ très sensible (fig. VIII-22)

Cet appareil simple fait partie de ces auxiliaires qu'on néglige trop souvent quand il s'agit d'en entreprendre la construction et qui deviennent indispensables lorsqu'on en a un sous la main. Les services qu'il est à même de rendre nous amènent à présenter un petit montage qui peut être utilisé soit comme fréquencemètre à lecture directe, soit comme mesureur de champ.

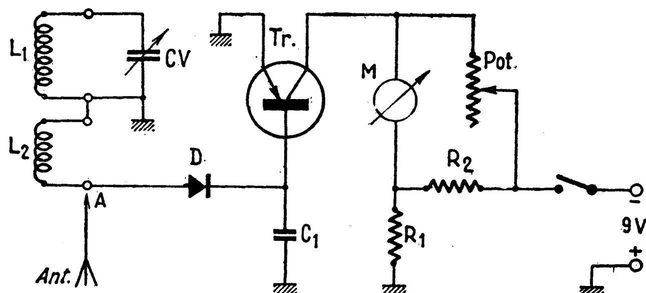


Fig. VIII-24. — *CV = 75 pF (voir texte) - C1 = 1 200 pF céramique - R1 = R2 = 1 kΩ - Pot = 5 kΩ (tarage) - M = 1 mA (ou moins) - D = 1N21 - Tr = SFT 315 (ou autre) - L1 - L2 (voir texte).*

Réalisation

Il s'agit avant tout d'un circuit oscillant (CV-L_1) dont la stabilité est la caractéristique essentielle. CV est un petit variable des surplus, Hammarlund, type APC, de 75 pF. On le reconnaîtra parmi des modèles nombreux et variés au fait qu'il se présente avec 10 lames fixes et 10 lames mobiles. La bobine L_1 est réalisée en trois versions sur mandrins Metox de 14 mm de diamètre en fil émaillé de 30/100, à spires jointives solidement collées au vernis. La bobine L_2, réalisée de même manière, se trouve à 3 mm de la base de la première.

Chaque bobine est montée comme le montre la fig. VIII-25, sur un culot à broches noval afin de s'embrocher sur un support correspondant fixé sur l'appareil. De cette manière, avec le condensateur variable de 75 pF qui donne un recouvrement de gammes de 3, nous pouvons couvrir de 5 à 160 MHz avec seulement trois bobines.

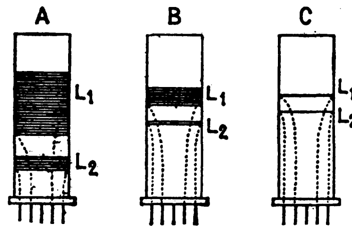


Fig. VIII-25. — *Les bobines.*

Le circuit de mesure est complètement indépendant du circuit oscillant auquel il est couplé faiblement par un enroulement apériodique de quelques spires. La tension HF induite dans L_2, par couplage avec L_1, est détectée par une diode branchée dans le sens convenable. La tension détectée, débarrassée de la composante résiduelle à haute fréquence par C_1, polarise la base d'un transistor Tr dans le circuit collecteur duquel se trouve un milliampèremètre en pont. Au repos, l'appareil de mesure est taré pour qu'on ait une lecture nulle. Lorsqu'une tension HF apparaît sur la diode, la tension continue détectée appliquée à la base fait varier le débit du transistor, ce qui détruit l'équilibre du pont et donne une indication mesurable. Dès la première mesure on se rendra compte que le circuit oscillant est très peu amorti et que la lecture est extrêmement précise, ce qui permet d'envisager un étalonnage direct en fréquence.

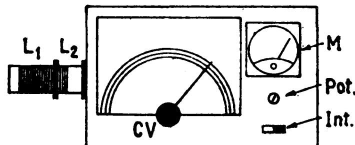


Fig. VIII-26. — *Disposition pratique.*

L'étalonnage se fera une fois pour toutes au moyen d'un grid-dip ou d'un oscillateur de bonne précision assorti d'un bon nombre de quartz, l'idéal étant évidemment de disposer d'autant de points de mesures que possible.

	A	B	C
L_1	30	7	1
L_2	5	2	1
Fréquences couvertes (en MHz) ...	5-16	16-50	48-160

Pour l'utilisation en mesureur de champ, on peut raccorder une petite antenne en A, ce qui a l'avantage de ne pas perturber la fréquence du circuit oscillant L_1-CV et continuer à permettre une lecture directe de la fréqunce.

Utilisation

L'utilisation est simple. Suivant la fréquence de recherche, mettre en service la bobine convenable et alimenter l'appareil. Lorsque CV-L_1 résonne sur la fréquence de travail du circuit la tension HF induite dans L_2 croît rapidement et provoque une brusque saute du courant collecteur.

CHAPITRE IX

COUPLAGE DE L'ANTENNE A L'EMETTEUR

Le couplage a pour but de transférer à l'antenne l'énergie haute fréquence du circuit oscillant de l'étage final de l'émetteur, et cela dans les meilleures conditions possibles, autrement dit avec le minimum de pertes.

L'étage final fonctionne correctement lorsque, le circuit oscillant étant accordé sur la fréquence à transmettre, la lampe de cet étage travaille avec une dissipation et un courant anodiques normaux. Le couplage de l'antenne est correct quand ce but est atteint.

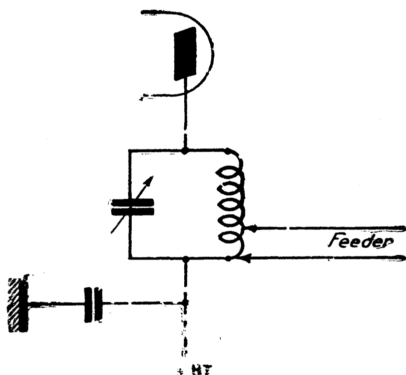


FIG. IX-1. — *Couplage direct d'un feeder à brins parallèles.*

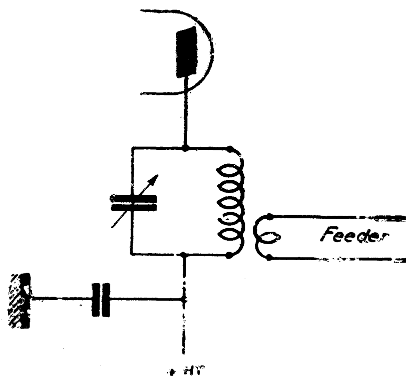


FIG. IX-2. — *Couplage indirect d'un feeder à brins parallèles.*

Il se ramène à une adaptation d'impédance entre le circuit oscillant de l'étage de puissance et le feeder. Il est assez difficile de déterminer l'impédance du circuit oscillant, qui est de l'ordre de quelques milliers d'ohms ; cette impédance dépend, d'ailleurs, du rapport tension plaque/courant plaque de l'étage final.

Pour une puissance input de 100 W, l'étage final peut fonctionner, par exemple, avec 1 000 V et 100 mA, ou 500 V et 200 mA.

Dans le premier cas, on a affaire à une impédance fictive

$$Z = \frac{1\,000}{0{,}100} = 10\,000\ \Omega$$

Dans le second cas

$$Z = \frac{500}{0{,}200} = 2\,500\ \Omega$$

Les impédances réelles sont plus faibles que celles-ci, mais elles leur sont sensiblement proportionnelles.

L'obtention du couplage correct ne peut être atteinte que par une suite de tâtonnements.

Il existe deux systèmes de couplage : le couplage direct et le couplage indirect. On réalise un couplage direct quand la bobine de couplage est une portion de la bobine du circuit oscillant. Le couplage indirect se fait, au contraire, par induction entre la bobine du circuit oscillant et la bobine insérée au bas du feeder (fig. IX-1 et 2). Les différentes façons d'effectuer le couplage dépendent du feeder employé et de la constitution de l'étage final de l'émetteur.

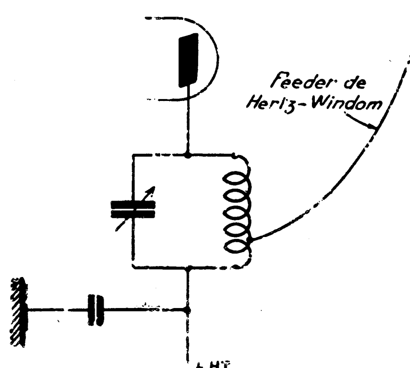


Fig. IX-3. — *Couplage direct d'une antenne Hertz-Windom à un étage final unique.*

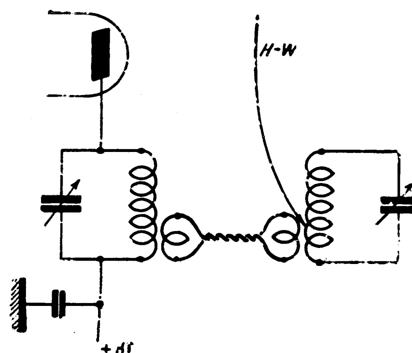


Fig. IX-4. — *Couplage indirect d'une antenne Hertz-Windom à un étage final unique.*

Le couplage de la bobine d'antenne se fait toujours *du côté froid* (1) de la bobine du circuit oscillant.

On a, en pratique, à coupler soit un feeder dissymétrique (coaxial, feeder de Windom) à un étage final asymétrique ou symétrique, soit un feeder symétrique (feeder à fils parallèles) à un circuit symétrique ou asymétrique. Les figure IX-3

(1) Le côté froid est celui où aboutit le découplage ; dans un circuit oscillant normal, il se trouve du côté opposé à la plaque ; dans un étage symétrique, il se trouve au milieu de la bobine.

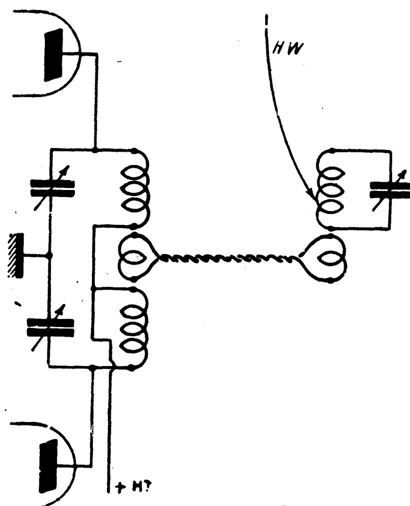


FIG. IX-5. — *Couplage indirect d'une antenne Hertz - Windom à un étage final push-pull.*

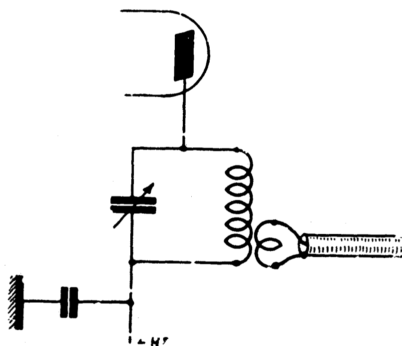


FIG. IX-6. — *Couplage d'un câble coaxial à un étage final unique.*

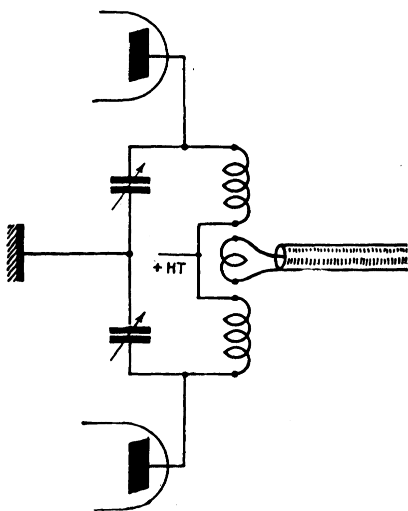


FIG. IX-7. — *Couplage d'un câble coaxial à un étage final push-pull*

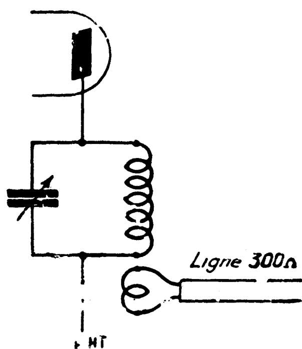


FIG. IX-8. — *Couplage indirect d'une ligne de 300 ohms à un étage final unique.*

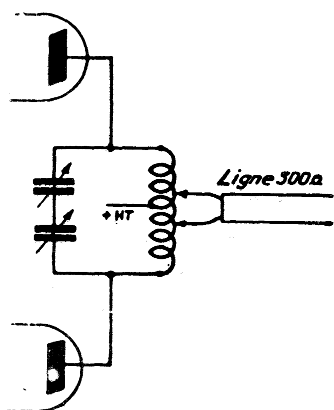


Fig. IX-9. — *Couplage direct d'une ligne de 300 ohms à un étage final push-pull.*

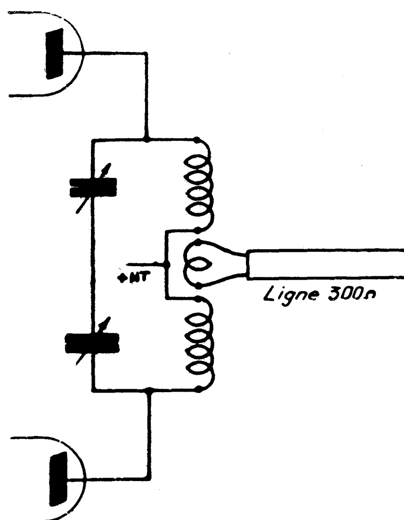


Fig. IX-10. — *Couplage indirect d'une ligne de 300 ohms à un étage final push-pull*

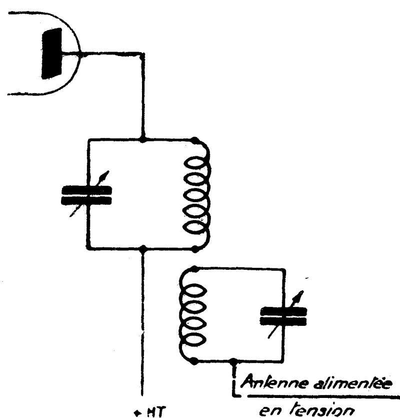


Fig. IX-11. — *Couplage d'une antenne alimentée en tension à un étage final unique.*

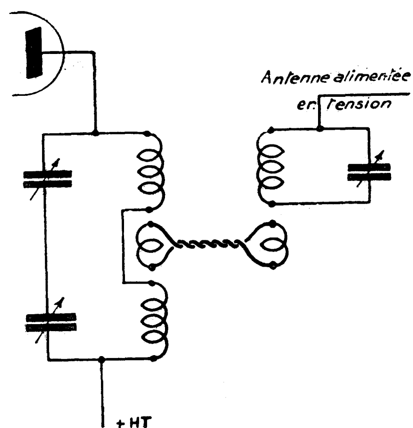


Fig. IX.-12. — *Couplage d'une antenne alimentée en tension à un étage final push-pull.*

à IX-12 montrent les circuits à employer dans les différents cas. Pour les antennes à feeders accordés, se reporter au chapitre III.

Dans les figures IX-4, 5 et 12, on utilise, pour coupler les deux circuits oscillants, une ligne constituée par deux fils torsadés ou, mieux, par deux fils parallèles assez rapprochés, genre ligne de 300 ohms.

Les boucles d'entrée et de sortie doivent être semblables et comporter chacune une ou deux spires, suivant les cas. La premère peut être fixe par rapport à l'un des circuits oscillants, et la seconde plus ou moins rapprochée de l'autre.

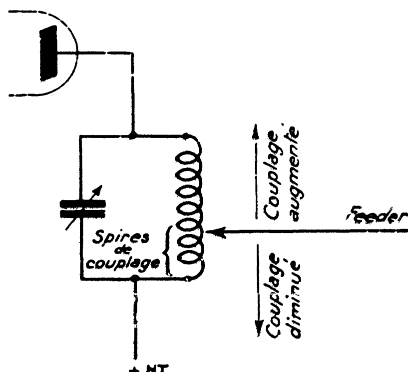


FIG. IX-13. — *Avec un couplage direct, le degré de couplage augmente en éloignant le feeder du + HT.*

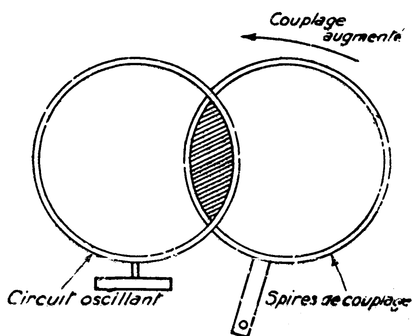


FIG. IX-14. — *Le degré de couplage est proportionnel à la surface hachurée.*

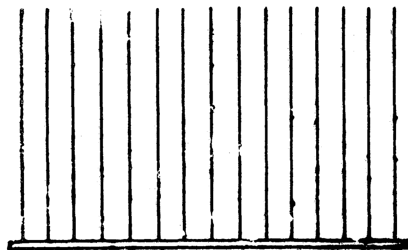


FIG. IX-15. — *Ecran de Faraday. Tous les fils sont soudés en bas.*

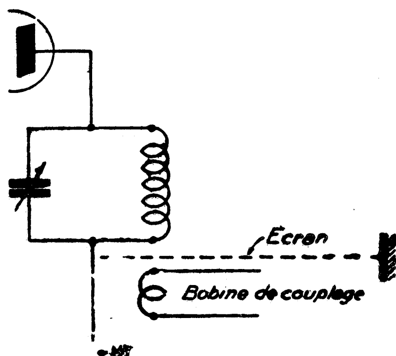


FIG. IX-16. — *Montage de l'écran de Faraday entre le CO de l'étage final et la bobine de couplage.*

Comment ajuster le couplage ? On dispose de deux moyens : soit augmenter ou diminuer le nombre des spires de couplage, soit faire varier la distance entre ces spires et le circuit oscillant, de façon à augmenter ou diminuer le flux qui les traverse. Avec le montage en direct, on ne peut augmenter le couplage qu'en augmentant le nombre de spires compris entre le point froid et la prise variable ; plus la prise se rapproche de la plaque, plus le couplage augmente (fig. IX-13). Avec le couplage indirect, on emploie, en général, un nombre de spires fixe, qu'on met plus ou moins en regard des spires du circuit oscillant (fig. IX-14). Si, la bobine de couplage étant dans la position de flux maximum, le couplage est insuffisant, il faut augmenter le nombre de spires de cette bobine.

Le couplage direct présente l'inconvénient de mettre l'antenne sous tension (dans le cas général où la plaque de l'étage final est reliée sans système self-capacité au circuit oscillant), ce qui est très dangereux ; de plus, il facilite la radiation des harmoniques produits dans le circuit oscillant. On lui préfère donc, chaque fois que cela est possible, le couplage indirect.

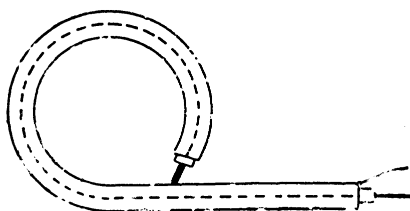


Fig. IX-17. — *Utilisation d'une spire de couplage blindée réalisée avec du câble coaxial.*

Quand on utilise le système de la figure IX-14, le couplage se fait non seulement inductivement, mais aussi par capacité, *ce qui favorise la radiation des harmoniques pour lesquels le point froid de couplage devient un point chaud.* On peut éliminer cet inconvénient avec un écran de Faraday relié à la terre, et placé entre la bobine de couplage et la bobine du circuit oscillant (fig. IX-15 et 16). On peut également utiliser une spire de couplage blindée (fig. IX-17), réalisée en câble coaxial.

Le couplage par filtre Collins

Ce système de couplage est ajustable par capacités variables, au lieu de l'être par selfs variables (fig. IX-18 et IX-19).

Le condensateur C_1 ne fait que rétablir l'accord du circuit. En agissant sur C_2 et en faisant simultanément la correction d'accord par la manœuvre de C_1, on fait varier l'impédance à la sortie du filtre, et on peut ainsi trouver une impédance correspondant à celle du feeder.

Examinons le schéma de la figure IX-18 : on a une self L et deux capacités C_1 et C_2, reliées à la masse de l'émetteur. La self L est accordée sur la fréquence de l'émetteur par les capacités C_1 et C_2 en série. Si l'on change la valeur de C_1, il faut modifier C_2, pour rétablir l'acord. Les condensateurs C_1 et C_2 constituent

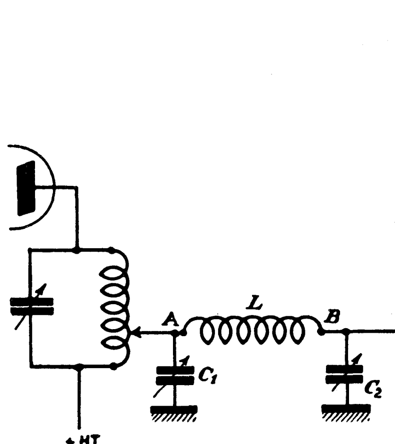


FIG. IX-18. — *Couplage Collins ; cas d'un étage final unique.*

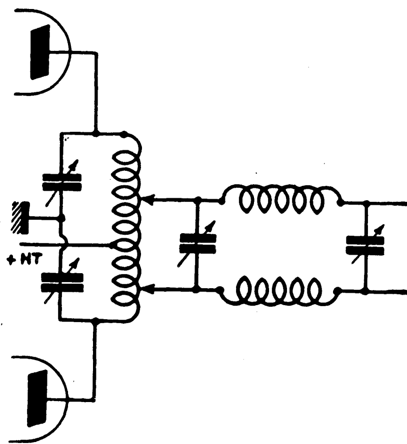


FIG. IX-19. — *Couplage Collins ; cas d'un étage final push-pull.*

un potentiomètre capacitif, qui modifie virtuellement la position de la masse par rapport aux extrémités de la bobine, permettant ainsi d'ajuster le couplage. La tension HF aux bornes de L se répartit aux bornes de C_1 et C_2, en raison inverse des valeurs des capacités (fig. IX-20). Plus C_2 est petit, plus la tension à ses bornes est grande ; donc, plus le point B est éloigné du potentiel de la masse et plus l'impédance apparente augmente.

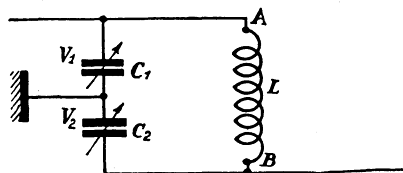


FIG. IX-20. — *Les tensions HF aux bornes de C_1 et C_2 se répartissent en raison inverse des capacités.*

Réglage pratique du filtre Collins

On règle le circuit oscillant de l'émetteur, filtre débranché (courant plaque minimum) ; une fois cette opération faite, on ne retouchera en aucun cas à l'accord de ce circuit oscillant. On branche alors la prise du filtre du côté A, au

milieu environ de la bobine du circuit oscillant ; on intercale de préférence, entre le filtre et la bobine, une capacité à fort isolement, suffisamment grande (1 000 à 3 000 pF) pour que son impédance soit faible à la fréquence utilisée. On isole ainsi le filtre de la haute tension, et il suffit d'isoler les condensateurs C_1 et C_2 pour la tension haute fréquence seule.

On règle C_2 à environ la moitié de sa valeur, puis on met l'émetteur en marche et on tourne très vite C_1, pour que le courant plaque de l'étage final soit à nouveau minimum. Si le couplage est insuffisant, il convient de modifier C_2 dans le sens de la diminution et de réajuster C_1 jusqu'à obtenir le courant plaque normal. Si l'on ne peut pas trouver de réglage convenable, modifier l'emplacement de la prise sur le circuit oscillant de l'émetteur, dans la direction de la plaque si le courant plaque est insuffisant, dans le sens opposé s'il est trop fort.

Il faut choisir des capacités assez fortes, de l'ordre de 250 pF, car C_1 et C_2 sont en série, et il faut que leur résultante $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ réalise l'accord avec L.

N.-B. — Lorsque le circuit ou filtre Collins est intégré à l'émetteur, l'étage final étant apériodique, la pratique lui a fait donner le nom de «circuit Jones » ou de filtre en « pi ».

Quelle que soit sa dénomination, ce circuit atténue fortement la transmission des harmoniques.

Le circuit en « Pi » ou circuit « Jones »

Souvent utilisé à l'étage final de nos émetteurs amateurs, le circuit en Pi présente l'avantage de constituer à la fois un circuit d'accord et un adaptateur d'impédance. Il peut permettre l'attaque d'une antenne d'impédance comprise entre 30 et 1 000 ohms par un tube dont la charge peut être comprise entre 1 500 et 9 500 Ω.

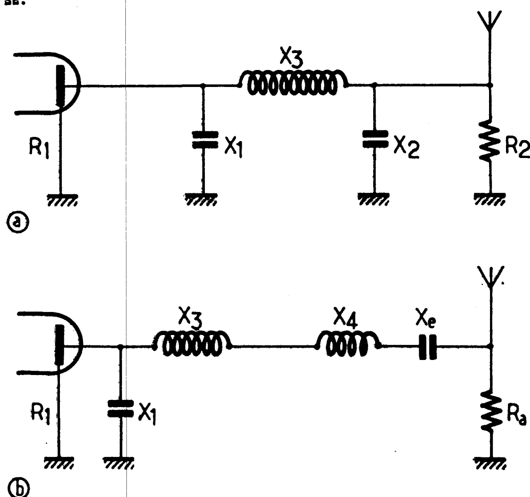


FIG. IX-21

Le circuit en Pi classique est constitué selon le schéma de la figure IX-21 a.

L'étude mathématique permet de remplacer la réactance X_2 et la résistance R_2 en parallèle par deux autres éléments en série X_e et R_a. La réactance capacitive série de X_e est ensuite compensée par une réactance inductive X_4. Tout ceci afin de permettre la conception d'un circuit théorique série simple, restant électriquement semblable, mais plus facile à mettre en équations (fig. IX-21 b).

Dans ce circuit, à condition que le coefficient de surtension soit au moins égal à 10, on a les relations suivantes :

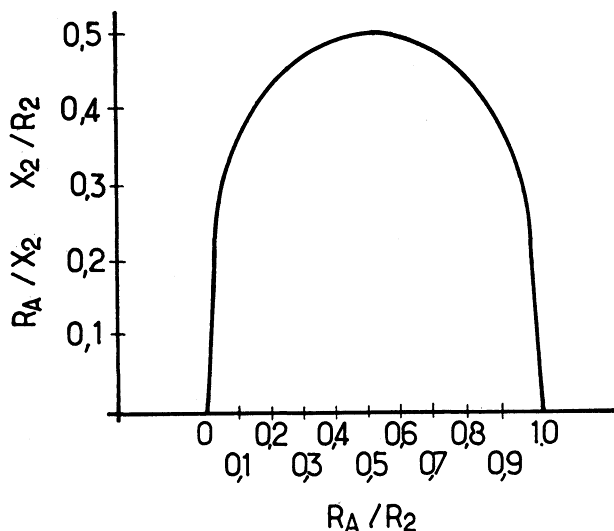
1° $Q = \frac{X_3}{R_a} = \frac{R_1}{X_1}$

2° $X_3 = X_1$

3° $R_a = \frac{R_1}{Q^2}$

4° $X_4 = X_e$.

La difficulté essentielle du calcul proviendrait de la conversion de la réactance capacitive X_2 en X_e. La méthode graphique évite ces calculs (fig. IX-22).



$$\frac{R_A}{X_2} = \frac{X_E}{R_2} = \sqrt{\frac{R_A}{R_2}\left(1 - \frac{R_A}{R_2}\right)}$$

Fig. IX-22

Exemple de calcul

Soit à construire le circuit en Pi d'un émetteur ayant comme étage final un tube consommant 100 mA sous 600 V.

L'aérien est un quart d'onde au sol, d'impédance 35 ohms.

1° Se rappeler que l'impédance d'un circuit travaillant en classe C est à peu près la moitié de sa résistance apparente donnée par le rapport :

$$\text{Rapp.} = \frac{U}{I}$$

Dans notre cas :

$$\text{R. app.} = \frac{600}{0.1} = 6\,000 \text{ ohms}$$

$$\text{donc } Z = \frac{6\,000}{2} = 3\,000 \text{ ohms représentée par } R_1.$$

2° A partir des relations de base établies en premier lieu on calcule aisément :

a) $Ra = \frac{R_1}{Q^2} = \frac{3\,000}{100} = 30$ ohms.

b) $\frac{R_a}{R_2} = \frac{30}{35} = 0{,}86$ (R_2 est toujours l'impédance de l'antenne).

c) On entre dans le graphique par :

$$\frac{R_a}{R_2} = 0{,}86$$

ce qui donne :

$$\frac{R_a}{X_2} = \frac{X_e}{R_2} = 0{,}35$$

d) On tire X_e en faisant :

$$\frac{X_e}{R_2} = 0{,}35, \text{ soit } \frac{X_e}{35} = 0{,}35.$$

d'où $X_e = 12{,}2$ ohms.

e) On tire X_2 de la relation donnée par le graphique.

$$\frac{R_a}{X_2} = 0{,}35, \text{ soit } \frac{30}{X_2} = 0{,}35.$$

d'où : $X_2 = \frac{30}{0{,}35} = 86$ ohms.

f) La relation 1 : $Q = \frac{R_1}{X_1}$ nous donne X_1.

soit $10 = \frac{3\,000}{X_1}$; d'où $X_1 = 300 \cdot \Omega$.

g) En fonction des relations 2 et 4
on a $X_3 = X_1 = 300 \ \Omega$
et $X_4 = X_e = 12{,}2 \ \Omega$

f) La réactance selfique totale est donc constituée par : $XL = X_3 + X_4 =$ 312,2 Ω. Le circuit est finalement constitué par les éléments suivants (fig. IX-23) :

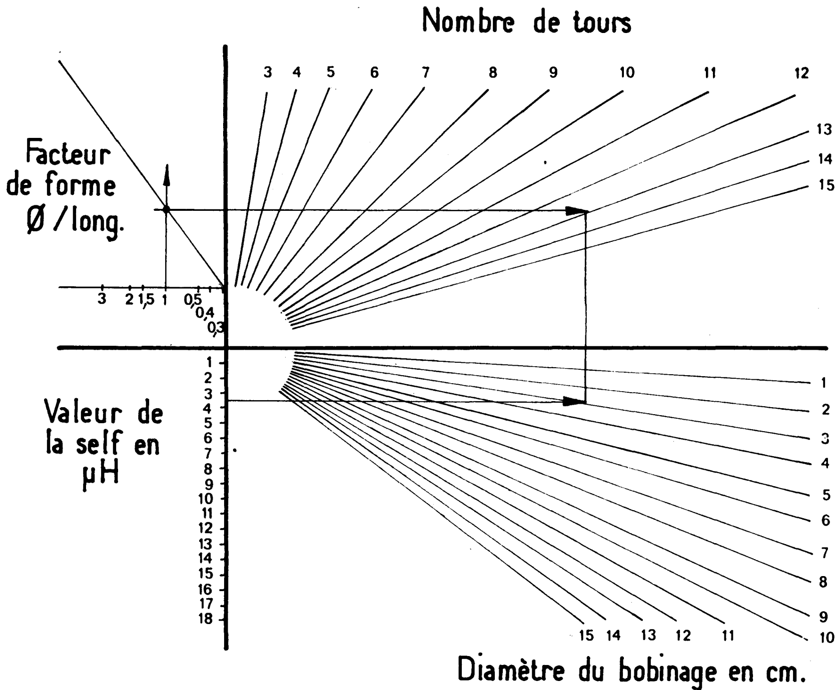


FIG. IX-23

$$XL = 312{,}2 \ \Omega \ ; \ X_1 = 300 \ \Omega \ ; \ X_2 = 86 \ \Omega$$

Il reste évidemment à déterminer la valeur de ces réactances en fonction de la fréquence. Prenons F = 14 MHz.

a) Pour la bobine L, nous avons $Z_L = L\omega = 2\pi FL = 312{,}2$ avec $2\pi F = 88.10^6$

$$\text{d'où } L = \frac{312{,}2}{88.10^6} = 3{,}5 \ \mu H$$

Plusieurs formules dérivées de la formule de Nagaoka donnent le nombre de tours d'une bobine en fonction de son rapport diamètre/longueur.

On peut utiliser la formule simplifiée :

$$L.\mu H = \frac{d^2 \cdot n^2}{100\ a + 45\ d}$$, dans laquelle d = diamètre en cm
n = nombre de tours
a = longueur de la bobine

Si nous nous fixons d = 3 cm et a = 3 cm,

il vient : $\frac{9\ n^2}{300 + 135} = 3{,}5$, d'où $9\ n^2 = 1523$
$n^2 = 169$
et u = 13.

Nous ferons donc la bobine de 13 tours de 12 à 15/10 mm.

b) Calcul des capacités X_1 - X_2

$$X_1 = \frac{1}{C\omega} \text{ or } X_1 = 300\ \Omega \text{ et } \omega = 2\pi F = 88.10^6$$

$$CX_1 = \frac{1}{300 \times 88.10^6} = 40.10^6\ \mu F \text{ ou } 40 \text{ pF arrondi}$$

$$X_2 = \frac{1}{C\omega}, \text{ or } X_2 = 86\ \Omega \text{ et } \omega = 2\pi F = 88.^6, \text{ toujours.}$$

$$CX_2 = \frac{1}{300 \times 88.10^6} = 132.10^6\ \mu F \text{ ou } 132 \text{ pF arrondi}$$

Ces problèmes peuvent d'ailleurs se résoudre par l'abaque de la fig. VII-23 qui fait suite. Le facteur de forme est $\frac{d}{a} = \frac{3}{3} = 1$.

On trouvera l'ordonnée partant de 1 jusqu'à l'oblique de forme.

Tracer ensuite l'abcisse partant de la valeur de la self, soit 3 µH jusqu'à l'oblique correspondant au diamètre du bobinage, ici 3 cm.

De ce point remonter une ordonnée. Tracer l'abcisse partant du point de facteur de forme vers les obliques de nombre de tours.

6° La jonction de ces deux dernières droites donne le nombre de tours recherchés, soit 13 tours.

Les coupleurs d'antennes

Deux systèmes sont proposés qui sont indispensables non seulement pour accorder des antennes comme la Zeppelin ou la Lévy mais encore pour coupler correctement bon nombre des aériens décrits dans cette édition. Ils portent selon qu'ils sont nés Outre-Manche ou Outre-Atlantique le nom de Z-Match ou de Transmatch.

« Z-MATCH COUPLEUR » (fig. IX-24)

Il est composé de deux paires de selfs fixes et il est capable d'accorder d'un bout à l'autre du CV, sans trous, toutes les fréquences comprises entre 3,5 et 28 MHz.

Seule l'antenne est à raccorder sur deux sorties différentes suivant que l'on travaille les bandes 3,5 et 7 ou les bandes 14, 21 et 28 MHz.

Les selfs L_1 et L_2 sont couplées concentriquement ayant chacune 5 spires tandis que L_3 et L_4 ont respectivement 8 et 6 spires (figure IX-24). Réalisées en fil

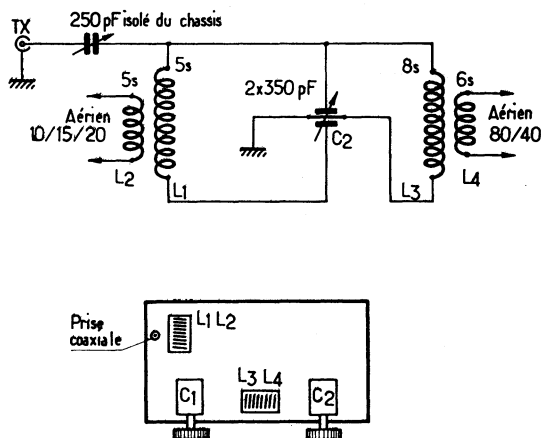


FIG. IX-24

de 20/10, L_1 et L_3 ont 63 mm de diamètre et L_2 et L_4 ont 75 mm de diamètre, elles sont bobinées dans des plaquettes de plexiglass préalablement percées. Les spires sont collées une fois la bobine mise en place.

La capacité C_1 qui ajuste le couplage entre l'émetteur et le coupleur doit avoir 250 pF au maximum. Elle est isolée de la masse.

Quant à C_2, elle doit avoir 2 × 300 à 350 pF par section isolement HF et son rotor peut être à la masse, on peut le remplacer par 2 CV couplés.

Les dispositions de la figure sont à respecter pour éviter les couplages entre bobinages.

Si la résiduelle du CV est trop importante, il ne faut pas espérer descendre jusqu'au 28 MHz.

« TRANSMATCH » (fig. IX-25)

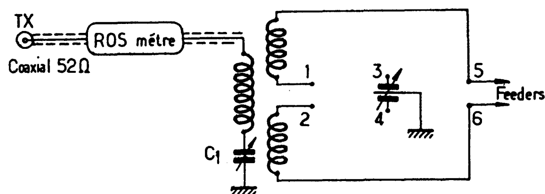


FIG. IX-25

Son circuit est beaucoup plus simple mais nécessite le changement de self pour chaque bande.

Ces selfs sont introuvables en France et doivent obligatoirement être réalisées par l'amateur.

Construction des bobinages.

Se procurer des tubes de PCV tels qu'on en trouve chez les plombiers qui les utilisent comme descente d'eau :

30 cm de ∅ 63 mm et 30 cm de ∅ 50 mm feront office de mandrins pour toutes les bobines à construire.

Fendre les tubes à la scie à bois sur 25 cm de longueur environ, introduire dans la fente un morceau de barre plate pour maintenir le tube à son diamètre initial et l'empêcher de se refermer.

Percer deux trous à la vrille à la largeur de la plus grande self et y introduire des vis à bois.

Enrouler une feuille de papier machine sur le mandrin en le maintenant à chaque extrémité par les vis à bois.

Dans un plexiglass de 3 mm, découper des barrettes de 3 × 3 et de 6 × 6 mm avec une scie torse « Tornado » pour plastiques, montée dans un cadre abrafil.

Coller 4 barrettes de 3 × 3 de la longueur voulue sur le mandrin couvert de papier et laisser sécher.

Deux fils de cuivre nu recuit bien étirés et accrochés à un piton résistant seront enroulés côte-à-côte d'une vis à l'autre sur le mandrin pour constituer la self au nombre de tours voulus.

Une fois cette opération terminée, supprimer l'un des deux fils et l'on obtient une bobine à spires espacées qu'il faut fixer en l'état.

Coller des barrettes de 3 × 6 exactement au-dessus des barrettes de 3 × 3, les maintenir en place au moyen de pinces à linge passées en bout de tube. Introduire abondamment de la colle entre les deux barrettes de plexiglass et entre les spires pour remplir les interstices des quatre barrettes. Laisser sécher 24 heures.

Monter les selfs terminées sur des plaquettes de plexiglass dans lesquelles on aura fixé 6 broches.

Le CV de couplage est un 500 pF (CV_1) sur stéatite et le CV d'accord est un 2 × 150 sur stéatite à lames espacées (AV_2).

MHz Bandes	∅ Self mm	1. Self mm	Tours	∅ du fil mm	∅ du link mm	1. du link mm	Tours	∅ du fil mm
3,5 3 à 8,2	63	120	2 × 18	1,5	50	11	6	1
7 4,5 à 12	63	65	2 × 10	1,5	50	5	3	1
14 7,5 à 20	63	30	2 × 5	1,5	50	3	2	1
21-28 14 à 36	63	20	2 × 2	1,5	50	3	2	1

Réglages :

Quel que soit le mode de coupleur employé, procéder aux réglages de la façon suivante (fig. IX-26) :

Régler l'émetteur en régime continu sur une charge résistive de 52 ou 75 ohms.

30 résistances de 1 500 ohms 3 W en parallèle au bout d'une chute de coaxial constituent une charge de 50 Ω.

Cette charge a été montée sur le coupleur. Grâce à un inverseur on peut passer sur « Charge » ou sur « Antenne ».

Accorder le PA et la charge d'antenne pour un débit normal de plaque sur la charge résistive. Ne plus toucher à l'émetteur par la suite.

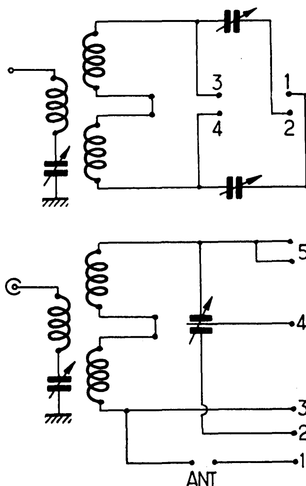


FIG. IX-26

Couper la HT, brancher le ROS-mètre, puis le coupleur d'antenne et l'antenne.

Brancher la HT et chercher l'accord d'antenne au coupleur, le ROS-mètre étant sur la position réfléchie, rechercher le minimum puis par le CV de couplage, retoucher alternativement les deux CV jusqu'à obtention du meilleur minimum.

Revenir sur la position directe du ROS-mètre, l'ajuster au maximum de sensibilité, revenir en réfléchie, on lira alors le rapport d'ondes stationnaires de l'antenne.

Coupleur d'antenne universel ou « Transmatch » (2e version)

Dans beaucoup d'émetteurs comportant des chaînes de multiplication de fréquences, la suppression des harmoniques laisse à désirer. Ceci est particulièrement grave quand on utilise un dipôle à trappes alimenté directement par un feeder coaxial. Les harmoniques imparfaitement éliminés dans l'étage de sortie de l'émetteur pourront atteindre l'antenne et être rayonnés. Il est donc souhaitable d'intercaler entre émetteur et antenne un système sélectif comportant un circuit accordé. C'est ce que les Américains appellent un « trans-match ».

La plupart des constructeurs prévoient l'utilisation des circuits de sortie des émetteurs avec une charge de 50 ou de 75 ohms. Si l'on essaie de charger l'émetteur avec une valeur différente des difficultés apparaissent.

Il faut bien se souvenir qu'ils ne suffit pas d'utiliser un câble coaxial de 50 ohms pour obtenir une charge de cette valeur, mais encore faut-il que ce coaxial soit *bouclé sur une impédance résistive de* 50 *ohms.*

Si cette condition n'est pas respectée, tout se passe vis-à-vis de l'émetteur comme si la charge prenait une valeur variable en fonction de la longueur du câble et généralement différente de 50 ohms, ainsi qu'il a été dit par ailleurs.

Il est pratiquement impossible de réaliser une antenne simple qui présente une impédance de 50 ohms sur toutes les bandes. Il faudra donc adjoindre à l'antenne multibande un dispositif qui adapte la charge inconnue fournie par l'antenne à la valeur requise pour un fonctionnement normal de l'émetteur. Il devra à la fois servir d'adaptateur d'impédance et de système d'accord pour l'ensemble du feeder et de l'antenne, de telle sorte que la charge de l'émetteur ne présente aucune composante réactive.

C'est ce qui est réalisé par l'utilisation du « transmatch ».

Un « transmatch » n'est autre qu'un transformateur HF à accord variable qui, du fait de la sélectivité supplémentaire qu'il apporte, permet de réduire d'une manière importante la surcharge du circuit d'entrée d'un récepteur de trafic et d'éviter ainsi l'apparition de signaux parasites dans la plage de réception, par modulation du signal normal par un émetteur voisin en fréquence et très puissant (station de radiodiffusion par exemple). Ce phénomène est particulièrement gênant sur les bandes 80 et 40 mètres.

Le schéma utilisé (fig. IX-27) comporte une inductance variable à roulette qui remplace l'inductance à prises et le commutateur.

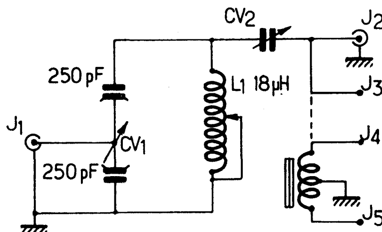


FIG. IX-27

L'emploi d'une inductance variable d'une manière continue, constituée par une bobine enroulée sur un mandrin en matière isolante susceptible de tourner autour de son axe et une roulette métallique qui permet le court-circuit des spires inutilisées, permet d'obtenir l'adaptation des impédances dans une gamme très étendue d'impédances et de fréquences (de 3,5 à 28 MHz).

Si l'on ajoute un transformateur symétrique-dissymétrique de rapport 1/4 il devient alors possible d'utiliser le coupleur avec une ligne symétrique (ligne 300 ohms par exemple).

On constate que le circuit est très simple. L'entrée HF venant de l'émetteur s'effectue sur le rotor de CV1 qui est un condensateur à double stator de 2 × 250 pF ; ce condensateur devra donc être isolé de la masse ; pour cela on utilisera des colonnettes et un flector isolants. Il en est de même pour CV2.

Il serait possible d'adjoindre à l'ensemble un ROS-mètre ou un wattmètre sur la ligne de liaison à l'émetteur pour contrôler le réglage du « transmatch ».

Le coffret peut être réalisé à partir de plaques d'aluminium 15/10. On peut également utiliser des boîtes de jonctions pour installations électriques en acier (boîtes « Sarel » par exemple).

A 100 W HF on peut utiliser des condensateurs dont l'écartement des lames est de l'ordre de 7/10 de mm. A 1 000 W HF il faudrait un écartement de l'ordre de 2 mm.

LES REGLAGES

La principale utilisation de ce coupleur consiste, comme nous l'avons dit, à adapter une source de HF : l'émetteur, à une charge : l'antenne ; les deux éléments étant reliés de part et d'autre du coupleur, par une ligne coaxiale. Dans cette hypothèse, si l'on ne veut pas avoir de pertes prohibitives dans le câble, le rapport des impédances, et par suite le ROS, ne devra par dépas-

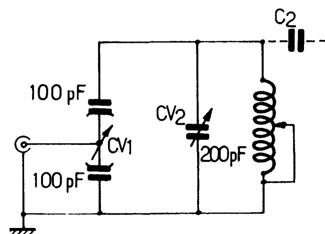


FIG. IX-28

ser 5 à 1. Ce système sera idéal avec les multi-dipôles et les antennes à trappes (W3DZZ, TA33, 14AVQ, etc.) ; il permettra une bonne transmission de l'énergie HF de l'émetteur vers l'antenne de l'ensemble coaxial-antenne situé au-delà.

1 - *Liaison coaxial-coaxial*

On règle CV1 et CV2 au maximum de leur capacité (plaques rentrées).

On règle la puissance de l'émetteur de manière à obtenir ce qu'il faut pour que le ROS-mètre donne sa pleine déviation en direct (il faut toujours utiliser une faible puissance lorsque l'on effectue un premier réglage sur le « transmatch » car l'émetteur risque d'être mal chargé ce qui pourrait nuire à la vie des tubes de l'étage final.

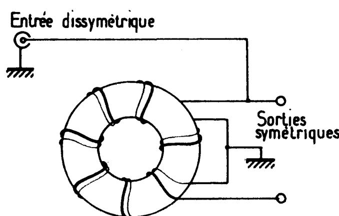


FIG. IX-29

On règle l'inductance variable de manière à obtenir un minimum de ROS ; ce réglage est pointu. Utiliser de préférence un R.O.S.-mètre à deux cadrans permettant de contrôler simultanément l'énergie directe et l'énergie réfléchie entre le coupleur et l'antenne.

Ajuster alors CV1 et CV2 pour que ce minimum soit nul et retoucher ensuite l'inductance s'il y a lieu.

On peut alors envoyer toute la puissance.

Il est possible de trouver plusieurs combinaisons qui procurent une bonne adaptation. La meilleure est celle pour laquelle CV1 et CV2 ont la plus forte valeur une fois l'adaptation réalisée.

2 - *Liaison coaxial à fil quelconque*

Si on utilise comme antenne un fil conducteur quelconque, on le reliera à l'extrémité libre de CV2 : le processus des réglages sera le même que dans le cas précédent. Il est conseillé de relier le transmatch à la terre ou à défaut à une bonne masse.

Les meilleurs résultats seront obtenus avec des fils représentant une longueur légèrement supérieure (10 à 15 %) à un multiple impair de quart de longueur d'onde sur la fréquence de travail. Le supplément de longueur a pour but de compenser le raccourcissement électrique apporté par CV2 et de dégager le nœud de courant HF qui est la région essentiellement rayonnante. De cette manière l'antenne présentera une faible impédance ce qui réduira les chances de voir apparaître des tensions HF élevées sur le « transmatch » et sur les autres appareils.

3 - *Liaison coaxial-feeder symétrique*

On opèrera comme pour un feeder dissymétrique après avoir intercalé le transformateur « balun », comme indiqué figure IX-29.

Il est aussi possible d'utiliser le coupleur sans « balun » en réunissant un des côtés du feeder à la masse, l'autre côté étant relié à l'entrée coaxiale. Cette solution n'est peut être pas très technique et fera bondir les puristes mais l'expérience montre que ça fonctionne, et même très bien !

Ce coupleur très simple de construction et très souple d'emploi, permet de faire circuler la HF d'un émetteur prévu pour une charge de 50 ou 75 ohms par l'intermédiaire d'un feeder coaxial, vers un système rayonnant quelconque et ce avec le maximum de rendement et le minimum de risques pour les tubes de l'étage final.

CHAPITRE X

PERTES DANS LES ANTENNES

Nous ne saurions trop conseiller au lecteur de lire attentivement ce chapitre avant d'établir le projet de son antenne. Il est inutile, en effet, de faire une antenne dont le principe laisse prévoir un gain important si la méconnaissance de certains détails de construction doit amener des pertes qui annulent ce gain.

Les pertes peuvent se classer en quatre catégories :

1° Pertes ohmiques par dissipation en chaleur dans les conducteurs ;

2° Pertes par défaut d'isolement ;

3° Pertes par rayonnement indésirable ;

4° Pertes causées par la présence d'ondes stationnaires dans les feeders.

1° Pertes ohmiques

Rappelons qu'un conducteur de section donnée ne peut, sans s'échauffer, supporter le passage d'un courant trop intense. Rappelons aussi qu'on appelle *densité de courant,* l'intensité qui traverse l'unité de section de ce conducteur.

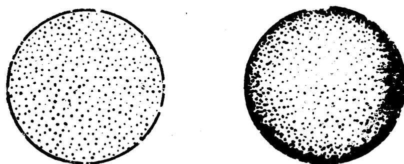


FIG. X-1. — *Répartition du courant dans un conducteur.* A gauche : *cas du courant continu (répartition uniforme).* A droite : *cas du courant HF (le courant circule surtout à la périphérie).*

On parle, par exemple, d'une densité de courant de 3 ampères par millimètre carré.

Lorsqu'on a affaire à du courant continu (de fréquence zéro), la densité (Δ) dans un conducteur *homogène* est constante ; si Δ vaut 3 A par mm², il passe 3 A dans chaque mm². S'il s'agit de courant haute fréquence, il n'en est plus de même ;

le courant variable, réagissant sur lui-même, « chasse » le courant vers la périphérie du conducteur, et cela d'autant plus que la fréquence est plus élevée (effet de peau, fig. X-1). La densité de courant augmente donc quand on va du centre à la périphérie ; aussi la partie centrale est-elle à peu près inutilisée, et elle peut être supprimée, ce qu'on fait parfois en utilisant des tubes.

La résistivité d'un conducteur, qui est sa résistance par unité de longueur et unité de section, est une constante pour un métal et une température donnés.

On calcule la résistance en continu par la formule classique

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

où

ρ est la résistivité en Ω-cm par cm^2 ;

l la longueur en cm ;

s la section en cm^2.

On conçoit que cette formule perd son sens quand le conducteur est parcouru par du courant haute fréquence. En effet, la section théorique ne représente plus la section réellement parcourue par le courant, puisque celui-ci délaisse les parties axiales.

Pratiquement, on préfère, au lieu de faire entrer en jeu la section réellement utilisée, ce qui est très compliqué, prendre un coefficient de résistivité variable avec la fréquence et le diamètre ; il suffit de multiplier ce coefficient par la longueur du conducteur pour déterminer la résistance de celui-ci.

Par exemple, un fil de cuivre fait $0{,}3/d$ ohms par mètre, pour une fréquence de 14 MHz d étant le diamètre en millimètres.

S'il fait 10 mètres de long et 2 millimètres de diamètre, sa résistance est

$$\frac{0{,}3 \times 10}{2} = 1{,}5\ \Omega \text{ sur 14 MHz}$$

C'est, à très peu près, la résistance d'une antenne demi-onde pour 14 MHz, faite en fil de 20/10.

$$\text{Sur } 3{,}5 \text{ MHz prendre } \frac{0{,}15}{d}$$

$$\text{Sur } 7 \text{ — — } \frac{0{,}21}{d}$$

$$\text{Sur } 28 \text{ — — } \frac{0{,}42}{d}$$

$$\text{Sur } 56 \text{ — — } \frac{0{,}6}{d} \text{ etc.}$$

Si le tube a une épaisseur faible par rapport à son diamètre, sa résistance ne varie guère avec la fréquence, car la section est celle qui, pour toutes les fréquences, est la mieux utilisée.

Si l'on reprend l'exemple du fil de 20/10 de 10 m de long, on calcule que ce fil aurait, en courant continu, une résistance de 0,056 Ω. Sur une fréquence de

3,5 MHz, elle serait de 0,75 Ω ; sur 7 MHz, de 1,05 Ω ; sur 14 MHz, de 1,5 Ω ; sur 28 MHz, de 2,1 Ω ; sur 56 MHz, de 3 Ω.

On voit, par cet exemple, combien la résistance augmente avec la fréquence !

Les résistances mesurées ici interviennent pour évaluer les pertes par effet Joule.

Considérons une antenne demi-onde pour 7 MHz ; sa longueur est d'environ 20 m. Constituons-la en fil de cuivre de 20/10 de mm de diamètre. Le courant qui passe dépend de la puissance haute fréquence envoyée dans l'antenne et est variable en différents points ; il est maximum au milieu, où existe un ventre d'intensité.

Le calcul indique que tout se passe comme si le courant au ventre d'intensité était constant dans un fil *moitié moins long.*

Alimentons l'antenne avec une puissance de 73 watts. Comme la résistance de rayonnement est de 73 ohms au ventre d'intensité, le courant maximum a pour valeur

$$I = \sqrt{\frac{73}{73}} = 1 \text{ A.}$$

La résistance de 100 m de fil de 20/10[e] est, nous l'avons calculée précédemment, égale à 0,75 Ω (10 m est la moitié de la longueur du fil).

Les pertes en chaleur ont pour valeur

$$1 \times 1 \times 0{,}75 = 0{,}75 \text{ W.}$$

Ces pertes sont négligeables, puisqu'elles représentent 1 % seulement de la puissance alimentation. Même avec du fil de 1 mm de diamètre, elles ne seraient que de 2 %.

On voit qu'en somme, le pourcentage de pertes est le rapport entre la résistance ohmique de l'antenne et sa résistance de rayonnement.

$$\frac{\text{Pertes ohmiques}}{\text{Puissance}} = \frac{RI^2}{rI^2} = \frac{R}{r}$$

R = résistance ohmique.
r = résistance de rayonnement.

Tant que la résistance de rayonnement reste grande (73 ohms ou plus), ce qui est le cas des antennes unifilaires fonctionnant sur la fondamentale ou les harmoniques, les pertes sont généralement faibles, et on peut utiliser du fil de diamètre proportionné à la puissance alimentation. Jusqu'à 500 watts, du 20/10[e] suffit.

Sur 7 MHz, une demi-onde a une résistance de 0,75 Ω. Le courant maximum est de 2,6 A.

Sur les harmoniques, le courant est légèrement inférieur, puisque la résistance de rayonnement augmente, mais la résistance ohmique est un peu plus grande. La puissance perdue reste sensiblement la même. On voit que, sur 7 MHz, l'énergie perdue en chaleur est voisine de 5 watts, et le brin, rayonnant en plein air, ne risque pas de s'échauffer. Pour des puissances supérieures, prendre du fil de plus grand diamètre.

Considérons maintenant le dipôle d'une antenne dirigée compacte à quatre éléments, dont la résistance de rayonnement est de l'ordre de 7 ohms ; ce dipôle, fait en fil de 20/10[e], dont la résistance ohmique est de 0,75 Ω sur 14 MHz, a des ohmiques qui s'élèvent à 10 % de la puissance alimentation.

On ne peut plus négliger des pertes aussi importantes ; aussi devra-t-on chercher à diminuer le plus possible la résistance ohmique du dipôle, en utilisant du tube de gros diamètre, de l'ordre de 10 mm.

Comme ces antennes sont, en général, rotatives, elles sont, pour des raisons mécaniques, construites en tubes, et il se trouve, par un hasard heureux, que les nécessités de la conception mécanique sont en accord avec les nécessités électriques : la rigidité des éléments exige, en effet, qu'ils soient établis en tubes de gros diamètres.

Les pertes ohmiques dans les feeders dépendent de leur mode de fonctionnement ; pour les feeders de Zeppelin ou Lévy, on se rappelle qu'ils constituent une partie de l'antenne repliée.

En général, les fabricants donnent les pertes par unité de longueur des différentes sortes de feeders qu'ils fabriquent, lorsque ceux-ci sont parcourus uniquement par des ondes progressives. Il suffit, s'il y a des ondes stationnaires, de faire la correction dont il sera question plus loin, au n° 5.

2° Pertes par défaut d'isolement

Ces pertes se manifestent sous forme de fuites par les résistances d'isolement, surtout aux points de l'antenne où la tension est élevée, c'est-à-dire aux ventres de tension. Ceux-ci se trouvent aux extrémités du brin rayonnant, et c'est par ces extrémités que l'antenne est reliée aux dispositifs qui la maintiennent en l'air. On ne saurait donc trop renforcer l'isolement des extrémités d'une antenne.

La tension aux extrémités dépend de la puissance alimentation. Plus celle-ci est grande, mieux l'isolement doit être fait. On met, généralement, au moins trois isolateurs pyrex petit modèle à chaque extrémité ; cette formule donne une ligne de fuite supérieure à celle d'un seul gros isolateur.

Dans les feeders de Zeppelin ou Lévy, il existe, dans les deux fils en regard, des tensions en opposition de phase ; aussi, aux ventres de tension, la différence de potentiel est-elle importante entre les deux fils. On s'arrange, si c'est possible, pour que, ni sur la fondamentale, ni sur les harmoniques, il n'y ait d'entretoises de feeder aux ventres de tension. Si l'on ne peut s'en dispenser, il faut choisir des entretoises faites avec un très bon isolant.

Chaque fois que ce sera possible, par exemple sur les fréquences supérieures à 15 MHz, on utilisera, comme partie rayonnante, du tube rigide supporté en un ventre d'intensité. Les extrémités étant dans l'air, les pertes par défaut d'isolement seront supprimées. Il est difficile d'évaluer ces pertes, car elles varient avec la quantité et la qualité des isolants employés, et aussi avec la propreté de ces derniers et l'état hygrométrique de l'air.

Il est évident que des isolants recouverts d'une poussière conductrice donnent lieu à des fuites énormes (poussière de charbon, poudre métallique).

Les isolants à surface lisse retiennent moins les poussières et sont plus facilement lavés par la pluie.

En choisissant de bons isolateurs, les pertes sont, en général, assez faibles.

3° Pertes par rayonnement parasite

Il ne s'agit évidemment pas des pertes dans la partie rayonnante, car cette dernière est faite pour rayonner, mais des pertes par rayonnement des feeders ; ce dernier est indésirable, car ceux-ci sont généralement voisins d'obstacles, et toute l'énergie ainsi rayonnée est dissipée en pure perte.

La plupart du temps, on utilise des feeders à deux conducteurs parallèles ou concentriques. Les feeders concentriques ne rayonnent à peu près pas, car le

conducteur extérieur, souvent relié à la masse, sert de blindage au conducteur intérieur. Dans les feeders à fils parallèles, il n'en est pas de même ; mais il n'y a pas rayonnement quand les courants circulant dans les deux fils sont constamment en opposition de phase.

S'il en est ainsi, les effets produits par les deux fils sont opposés et s'annulent ; sinon, lorsque, en deux points placés en regard l'un de l'autre (sur la perpendiculaire commune aux deux fils), les courants ne sont pas exactement en opposition, leurs effets ne s'annulent pas, et le feeder rayonne. Cet inconvénient peut provenir d'une dissymétrie dans les deux fils ; par exemple, si un feeder à fils parallèles fait un coude dans son plan, le fil extérieur se trouve décalé par rapport à l'autre de deux fois l'écartement des fils (fig. X-2), et il y a rayonnement du fait même de la dissymétrie ainsi créée.

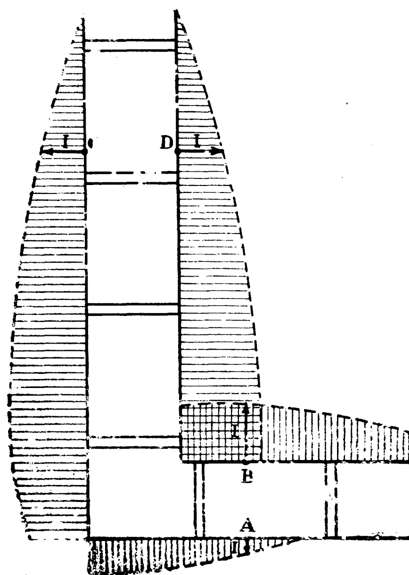


Fig. X-2. — ***Effet du coude : alors qu'en C et D, les courants sont en opposition, ils ne le sont pas en A et B.***

Il faut, en particulier, éviter tous les coudes avec les feeders de 600 Ω, et éviter aussi que les deux fils aient des positions géométriqus différentes par rapport aux obstacles ambiants. Par exemple, le plan des fils devra être parallèle à un mur, et non perpendiculaire, car, dans ce dernier cas, les effets du mur (notamment la capacité qu'il présente par rapport à chaque fil) ne seraient pas les mêmes sur les deux fils (voir chapitre III).

Dans les feeders de 300 Ω de fabrication industrielle, le rayonnement n'est pas à craindre, car les deux fils sont maintenus à écartement constant par un ruban

isolant, qui empêche tout glissement ; d'ailleurs, comme ils sont très près l'un de l'autre, la dissymétrie qui serait créée par les coudes serait très faible.

Dans l'antenne Windom, le non-rayonnement du feeder est conditionné par un réglage précis, qui élimine toute trace d'ondes stationnaires ; s'il n'en est pas ainsi, les pertes par rayonnement peuvent être très importantes.

4° Pertes dans les câbles

Pour la liaison antenne-récepteur ou antenne-émetteur deux types de câble sont utilisables. Le câble méplat (d'impédance caractéristique) 300 Ω : twin lead et le câble co-axial dont il existe des modèles de diverses impédances. Pour abréger nous appellerons souvent les câbles par le chiffre de leur impédance caractéristique câble 300 Ω, câble 75 Ω, câble 50 Ω, etc.

Le câble 300 Ω très employé aux U.S.A. et en Belgique est peu employé en France. Il semble que la normalisation se soit faite sur le câble co-axial 75 Ω.

A grande distance on ne peut se permettre à la réception de gaspiller le peu de microvolts disponibles ; aussi on utilisera le câble ayant les plus faibles pertes. Il n'est pas rare d'installer des antennes à une vingtaine de mètres de hauteur et la longueur de la descente dans ces conditions atteint facilement 25 m ce qui donne avec le meilleur câble une perte de

$$0{,}10 \text{ dB} \times 25 = 2{,}5 \text{ dB}.$$

Le champ recueilli par l'antenne est divisé par 1,33 ce qui est loin d'être négligeable.

Dans l'évaluation du gain d'une installation d'antenne il ne faudra pas négliger les pertes dûes au câble et alors se posera le dilemne suivant. Gagnerai-je plus en montant l'antenne 10 m plus haut que je ne perdrai dans les 10 m de câble ?

Ce sera une question d'espèce et il faudra faire l'essai. Nous avons *constaté* des gains de 20 dB pour des augmentations de hauteur de quelques mètres. Dans d'autre cas le jeu n'en valait pas la chandelle.

Il existe du câble dit semi-aéré dans lequel l'isolant est en partie du polythène en partie de l'air.

Le conducteur central est entouré d'une spirale laquelle isole le conducteur du cylindre de polythène qui supporte la tresse extérieure. Entre les spires de la spirale circule de l'air d'où le nom donné au câble.

A égalité de pertes le câble semi-aéré est d'un diamètre inférieur à celui du câble à isolant plein :

(7 mm pour le semi aéré,
11 mm pour le plein.)

Le semi-aéré est aussi un peu plus souple.

Le câble à conducteur central en fil divisé est plus souple que le câble à conducteur central plein cependant notre préférence va à ce dernier à cause de sa plus grande solidité.

Les câbles à isolant plein et surtout semi-aérés présentent l'inconvénient de laisser passer l'eau de pluie ; le premier le long de la tresse, le second le long de la tresse et dans la spirale. Il faut donc faire en sorte qu'à la jonction avec l'antenne l'extrémité du câble ne soit pas tournée vers le haut. On fera donc faire une boucle au câble et on badigeonnera l'extrémité du câble avec une colle faite de polythène dissous dans le tétrachlorure de carbone ou le trichloréthylène.

C'est un point à ne pas négliger sous peine de voir une mare au pied de l'installation surtout avec le câble semi-aéré.

Pour fixer le câble de descente, on pourra utiliser à l'intérieur d'un immeuble des petits colliers. On aura ainsi une installation très propre. Cependant l'esthétique ne devra jamais être sacrifiée au bon fonctionnement de l'installation.

A l'extérieur on pourra faire passer le co-axial à l'intérieur du mât ce qui le soustraira au balancement causé par le vent, ou bien le fixer à l'extérieur du mât par des colliers. Deux ou trois tours de ruban adhésif peuvent aussi très bien faire l'affaire.

Si l'on utilise du câble méplat 300 ohms qui a, répétons-le, de grands avantages :

1° Sa symétrie idéale pour attaquer une antenne symétrique ;

2° Ses faibles pertes : pas plus de 0,12 dB par mètre à 200 MHz ;

3° Son faible prix : moins de la moitié du co-axial de bonne qualité.

Il faudra prendre certaines précautions : le maintenir loin de la masse du mât, ne pas le faire supporter par ses deux fils soudés mais serrer son isolant entre deux plaquettes isolantes.

Enfin il faudra n'utiliser ce câble qu'avec une antenne ayant une résistance de rayonnement de 300 Ω et sur un récepteur présentant une impédance d'entrée de 300 Ω également : ce qui n'est pas le cas pour la majorité des récepteurs du commerce.

Cependant on pourra très bien attaquer un préamplificateur prévu avec une entrée 300 Ω et sortir de ce préamplificateur sur une impédance de 75 Ω pour attaquer le récepteur ou bien transformer l'impédance de 300 Ω en une impédance de 75 Ω par le système décrit à la fin du chapitre VI.

Il est possible également, en faisant les mêmes réserves que ci-dessus de diminuer les pertes dans la descente en utilisant deux câbles co-axiaux 75 Ω ce qui donne une impédance de 150 Ω. On reliera l'antenne aux deux âmes des deux câbles et les tresses seront réunies ensemble et mises à la masse à chaque extrémité.

L'isolement étant doublé entre les deux conducteurs actifs les pertes seront à peu près divisées par deux et on aura là un moyen ou bien d'avoir du câble souple à très faibles pertes : 0,07 dB au m avec deux semi-aérés ; ou bien d'utiliser du mauvais câble qu'on a en stock.

L'antenne sera prévue pour une impédance de 150 Ω et l'entrée du récepteur ou du préamplificateur également.

5° Pertes par ondes stationnaires

Il a déjà été question de ces pertes dans le chapitre III ; cependant, nous allons en reparler plus en détail, pour montrer quand elles peuvent être négligeables et quand elles peuvent être catastrophiques.

On a vu qu'une ligne qui se termine sur une impédance différente de son impédance caractéristique, est le siège d'ondes stationnaires. Dans un feeder, ces ondes sont théoriquement indésirables, mais on peut les laisser subsister, si elles n'entraînent pas de pertes importantes.

L'intensité des ondes stationnaires est indiquée par le coefficient d'ondes stationnaires, qui est le rapport entre l'impédance terminale et l'impédance caractéristique du feeder, ou *vice versa*. Les pertes dans un feeder de ROS $= K$ sont, nous l'avons vu, égales à celles du même feeder parcouru par des ondes progressives multipliées par le coefficient $\frac{1 + K^2}{2K}$, qui se simplfie en $\frac{K}{2}$ dès que K atteint 3.

Il faut donc connaître les pertes dans les différents types de feeders, quand ceux-ci fonctionnent en ondes progressives. Le tableau de la page suivante donne ces pertes évaluées en décibels sur différentes fréquences pour une longueur de feeder de 30 m.

Les valeurs données ne doivent être considérées que comme des ordres de grandeur, les pertes pouvant varier pour divers types de fabrication.

Ce tableau montre que ce sont les feeders ouverts de 600 ohms qui ont le moins de pertes (0,07 dB sur 14 MHz et les feeders isolés au caoutchouc qui en ont le plus.

Nature du feeder	Pertes moyennes aux différentes fréquences en MHz (dB)					
	3,5	7	14	28	50	144
Ligne de 600 Ω	0,03	0,05	0,07	0,1	0,13	0,25
Coaxial isolé par de l'air.	0,2	0,28	0,42	0,55	0,7	1,4
Coaxial de 75 Ω à isolant solide	0,27	0,41	0,61	0,92	1,3	2,4
Ligne de 300 Ω commerciale	0,18	0,3	0,5	0,84	1,3	2,8
Ligne de 150 Ω	0,2	0,35	0,6	1	1,6	3,5
Ligne de 75 Ω (fils parallèles)	0,37	0,64	1,1	1,9	3	6,8

Sur 3,5 MHz, les pertes ne dépassent pas 0,03 dB par 30 m de feeder, soit 0,02 dB pour 20 m. Les ondes stationnaires les multiplient par deux, ce qui donne des pertes totales de 0,04 dB, donc négligeables.

Sur 7 MHz, on n'utilise que 10 m de feeder, mais les autres 10 m sont quand même le siège de courant, et les pertes ne dépassent pas 0,066 dB.

Prenons le cas de l'antenne Zeppelin alimentée par feeder à ondes progressives. Nous avons vu que cette antenne nécessite, sur la bande 3,5 MHz, un feeder de 20 m. Le coefficient d'ondes stationnaires est environ 4 (2 400 : 600), et les pertes sont multipliées par 0,5 K, soit 2.

On voit que, sur toutes les bandes, on peut négliger ces pertes ; cela explique pourquoi l'on utilise de tels types dans les antennes alimentées par feeders dits à ondes stationnaires (le fonctionnement multibande de ces antennes ne permet pas, en effet, de faire fonctionner le feeder en ondes progressives sur toutes les bandes).

Dans l'antenne Lévy, le coefficient K vaut environ 9 sur la fondamentale (600 : 23) ; les pertes sont multipliées par 4,5, mais elles restent cependant très très faibles.

Qu'arriverait-il si l'on alimentait une antenne rotative compacte à trois éléments sur 28 MHz, avec 20 m de ces feeders ? La résistance de rayonnement étant voisine de 10 ohms, K vaudrait 600 : 10 = 60, et les pertes seraient multipliées par 30. Ces pertes valant 0,1 db sur 28 MHz pour 30 m de feeder, elle seraient donc de

$$0{,}1 \times \frac{20}{30} \times 30 = 2 \text{ dB}$$

On perdrait presque un tiers du gain apporté par l'antenne ! Le gain serait cependant encore acceptable et, en choisissant la longueur du feeder pour que la

réactance soit nulle, ce système serait d'un fonctionnement passable, malgré la forte valeur de K.

Avec la même longueur, soit 20 m de coaxial de 75 ohms à isolant solide, voyons ce que deviennent les pertes. K vaut 75/10, soit 7,5. Les pertes sont multipliées par 3,75 et atteignent :

$$0{,}92 \times \frac{20}{30} \times 3{,}75 = 2{,}3 \text{ dB}$$

Elles sont supérieures à celles qu'on avait avec la ligne de 600 ohms. On voit, d'après ces exemples, l'intérêt des systèmes d'adaptation d'impédances : T, quart d'onde, dipôle à éléments multiples.

Voyons l'exemple de l'adaptation à un feeder de 60 ohms, par quart d'onde coaxial de 75 ohms, de l'antenne compacte à deux éléments.

K a pour valeur 75/15, soit 5, et les pertes sont multipliées par 2,5. Un quart d'onde sur 28 MHz a environ 2,50 m de long. Les pertes qu'il occasionne ont pour valeur

$$0{,}92 \times \frac{2{,}5}{30} \times 2{,}5 = 0{,}2 \text{ dB}$$

A la sortie de ce quart d'onde, l'impédance est voisine de 600 ohms ; donc, le feeder de 600 ohms fonctionne en ondes progressives, et ses pertes sont minimes.

D'après ces exemples, le lecteur pourra lui-même se faire une idée des pertes que telle ou telle combinaison lui apportera, ce qui lui permettra de choisir entre plusieurs celle qui est la plus avantageuse.

Il peut arriver que des ondes stationnaires se produisent par suite d'une erreur dans la mesure des longueurs des brins rayonnants. En effet, la résistance de rayonnement de 75 ohms n'est valable que si la fréquence d'alimentation est telle que l'antenne fonctionne en demi-onde.

Si le brin rayonnant est trop long ou trop court, son fonctionnement est anormal, et celui du feeder, correctement calculé pourtant, l'est aussi. Ces pertes sont d'autant plus à craindre qu'on ne les prévoit pas. On ne saurait donc vérifier trop les dimensions des éléments employés dans une antenne.

CHAPITRE XI

SOLUTIONS MECANIQUES AU PROBLEME DES ANTENNES ROTATIVES OU ORIENTABLES

Les systèmes d'orientation

On peut, en cette matière, varier à l'infini. Le but à atteindre étant d'obtenir une rotation complète (360°), il est évident que la ligne alimentant le brin rayonnant doit être souple et n'apporter aucune gêne dans le mouvement.

La solution la plus simple est schématisée figure XI-1. Le mât repose sur le plancher d'un grenier ; il est bloqué à sa base par un scellement en maçonnerie, et à mi-hauteur par un collier solidement fixé à la charpente de la maison. Quand la disposition de l'émetteur le permet, on peut envisager de monter l'antenne juste au-dessus de « shack », de façon que le mât pénètre dans la pièce même où il se trouve. Un volant à la base permet une orientation facile et, si l'on utilise comme mât un tube, ce que nous conseillons, la ligne ou le câble coaxial d'alimentation peut « descendre » à l'intérieur même du tube (fig. XI-2).

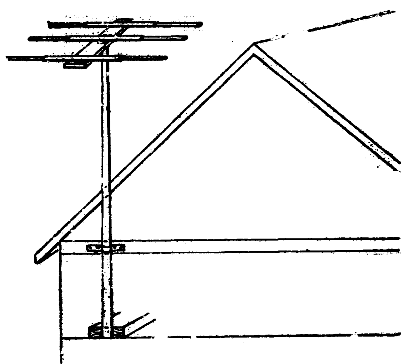


FIG. XI-1. — *Montage du mât sur plancher, avec collier permettant la rotation.*

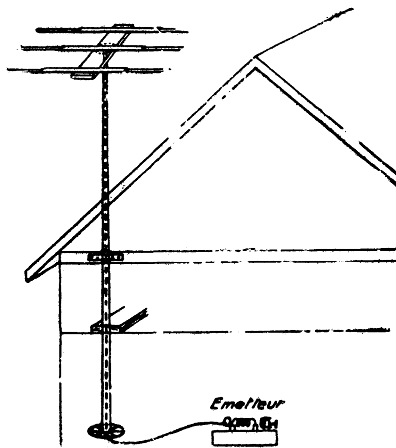


FIG. XI-2. — *Commande par volant*

Nous retiendrons la commande par chaîne et câble que schématise la figure XI-3. En prenant pour les roues dentées A et B le même diamètre, on a un moyen très simple de repérer la direction de l'antenne sans la voir, par la seule position de la manivelle de commande. Le matériel nécessaire, chaînes et pignons, se trouve facilement chez un marchand de pièces détachées de bicyclettes. L'imagination et l'ingéniosité de nos lecteurs ne manqueront pas de se donner libre cours dans ce domaine. Il est, d'ailleurs, difficile de proposer une solution définitive au problème de l'orientation des antennes, car c'est une question de disposition des lieux.

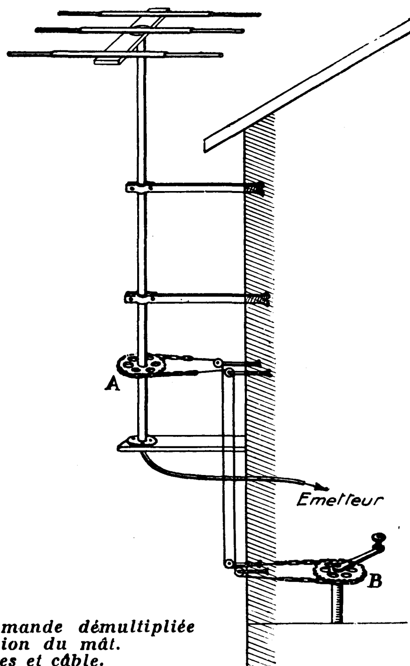


Fig. XI-3. — *Commande démultipliée de la rotation du mât. par chaines et câble.*

Commande électrique de la rotation des antennes

La commande électrique de rotation des antennes est une solution moderne sur l'examen de laquelle nous terminerons ce chapitre. Il existe de nombreux appareils susceptibles de donner satisfaction au moins pour actionner des antennes légères et de faible développement (antennes de télévision ou aériens 144 et 432 MHz). Plus rares sont ceux qui sont appropriés à la manœuvre d'antennes lourdes, professionnelles, à forte prise au vent (HAM-M et Telrex).

Ces rotators étanches tournent en général à 1 tour/minute et sont commandés à distance par un pupitre, manuel ou automatique, qui indique la position de l'antenne.

La figure XI-4 reproduit la disposition adoptée avec un rotator Alliance à mât traversant et reposant sur un sabot-support tournant. C'est probablement la solution la meilleure car elle évite au moteur de supporter le poids de l'antenne. La stabilité mécanique de l'ensemble est d'autant meilleure que le moteur est fixé plus haut, un tel ensemble est donné pour résister à des vents de 150 km/h. Quoi qu'il en soit, nous ne saurions trop recommander, dans une telle installation de ne rien laisser au hasard et de toujours tenir compte d'une tempête possible, ennemi n° 1 des installations de ce genre.

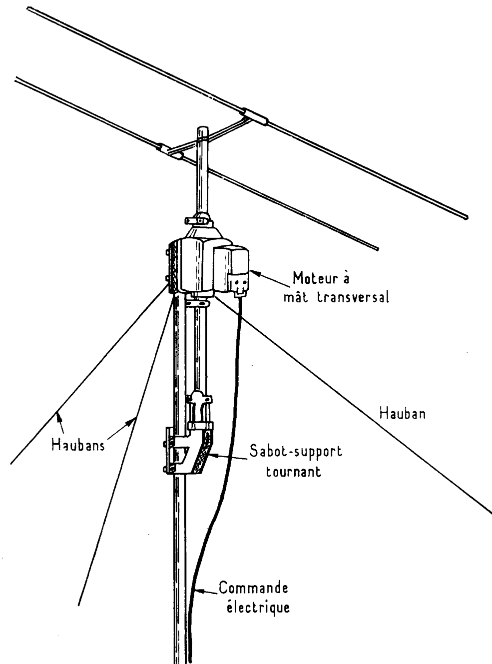


Fig. XI-4

Indicateur de direction. Lorsque l'opérateur ne voit pas son antenne, il est toujours utile qu'il en connaisse le positionnement. Le pupitre des rotators mentionnés plus haut porte généralement des indications en degrés qui sont intéressantes dans la mesure où le synchronisme est rigoureux. Comme ce n'est pas toujours le cas nous avons adopté une solution intéressante et exempte de toute erreur qui a le mérite d'être très spectaculaire. Nous avons, pour ce faire, fixé dans le prolongement du mât rotatif un selsyn-moteur, commandant à la station un selsyn récepteur dont l'axe d'une aiguille qui balaie une carte de la France et des pays limitrophes. Une commande à lecture directe en source que nous recommandons très vivement surtout pour le trafic en VHF.

Les mâts d'antenne

Nous en avons déjà parlé à propos des antennes à polarisation verticale. Pour les émissions, à polarisation horizontale, le mât n'étant plus dans le plan des éléments, pourra sans inconvénient être métallique et, en général, on utilise, en effet, des mâts métalliques formés de tubes rond en acier ou en duralumin. Ces derniers sont préférables à cause de leur légèreté et de leur plus grande résistance à la corrosion.

Pour un mât de quelques mètres (3 ou 4 mètres) on pourra utiliser du tube de 31/35 (ces deux chiffres représentant respectivement le diamètre intérieur et le diamètre extérieur du tube exprimés en mm) sans haubannage. Si on peut mettre les haubans, du tube de 21/25 ou 26/30 sera amplement suffisant. Le haubannage se fera à 1 m sous l'antenne.

Si l'on veut réaliser des mâts beaucoup plus long, on fera un assemblage de tubes de diamètres décroissants choisis de telle façon qu'ils coulissent le uns dans les autres avec un jeu de 1 mm (fig. XI-5).

Le tubes de duralumin sont livrés en longueurs allant de 3 à 5 m.

Pour contrôler un mât de 12 m destiné à porter une antenne Yagi (émission ou télévision) dont le poids ne dépasse pas 2 kilos, on pourra choisir les trois types de tubes suivants : 36/40, 31/35, 26/30 en longuerus de 4 m à 4,50 m chacun. On emboîtera sur une longueur de 50 cm environ et on les rendra solidaires par deux boutons de 5 à 6 mm de diamètre.

Il faudra mettre deux rangées de haubans afin d'éviter la flexion du mât et sa tendance à faire le serpent si le haubannage est fait uniquement en haut.

Les haubans pourront être placés à 1 m et 6 m du haut du mât, par exemple.

Il est possible de monter des mâts beaucoup plus hauts avec ces mêmes tubes, surtout si on dispose d'un espace permettant d'emboîter les tubes successifs par le dessous, de façon à conserver à l'amorce de mât sa position verticale, position que des haubans tenus par des mains expertes conserveront au cours de la montée. On placera des haubans tous les 5 m environ. Pour un mât de 22 m, par exemple, on haubannera à 1 m, 6 m, 11 m et 16 m du haut du mât.

On peut — et c'est une bonne précaution — préparer d'avance les haubans du bas du mât. Pour cela, on monte seulement le bas du mât dans sa position définitive et on y fixe les haubans que l'on tend correctement à l'aide de tendeurs ; ceci fait, on redescend le bas du mât et on décroche les haubans. On monte alors le haut du mât en le guidant dans des colliers, on enfile par le dessous les tubes successifs en accrochant au passage les haubans préparés, ceux du haut étant tenus par trois ou quatre personnes, une par hauban. Quand le mât arrive à sa position définitive, les haubans du bas se tendent, assurant ainsi une bonne rigidité au mât en attendant que ceux du haut soient taillés et tendus convenablement. Pour pouvoir orienter l'antenne malgré les haubans, il faut que le collier qui les supporte permette au mât de tourner à l'intérieur.

Nous réalisons ces colliers de la façon très simple suivante : nous prenons une rondelle de fer de 3 à 4 mm d'épaisseur dont le trou à un diamètre supérieur de 1 mm à celui du tube auquel la rondelle est destinée. On perce trois ou quatre trous dans la rondelle pour y passer les haubans et on empêche, à l'aide d'une bague, la rondelle de descendre le long du tube (fig. XI-6).

Quand tous les haubans sont fixés et tendus on peut encore très aisément faire tourner le mât. La bague qui retient la rondelle sera faite avec un petit manchon de tube plus gros qui sera boulonné sur le mât.

Par exemple, si on veut mettre un collier à haubans sur un tube de 21/25,

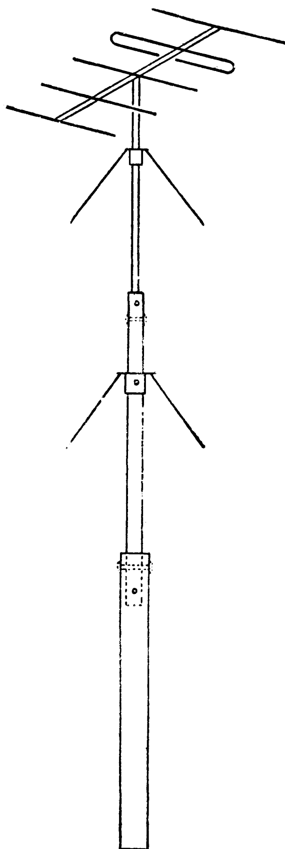


FIG. XI-5. — *Mât fait de plusieurs tubes qui s'emboîtent.*

on choisira une rondelle de 26 × 60 et on la soutiendra par un petit manchon fait en tube de 26/30.

Les haubans seront en fil de fer falvanisé de 15/10ᵉ à 20/10ᵉ, suivant l'effort qu'ils auront à fournir, et tendus à l'aide des raidisseurs habituels. Quand l'antenne est montée sur un mât correctement haubanné, le vent le plus violent la fait à peine frémir.

Il ne faut pas que l'antenne puisse subir des déplacements trop grands car, étant donné sa grande directivité, elle pourrait quitter la direction de gain maximum.

Il ne faut pas croire qu'un mât sera plus solide ou fléchira moins si, au lieu de le constituer de tubes de plus en plus petits on le fait entièrement en

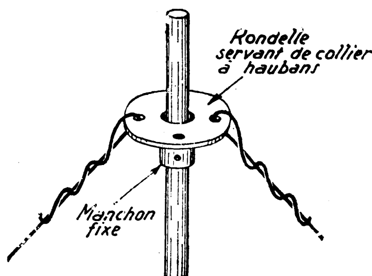


Fig. XI-6

gros tubes. Le gros tube est effectivement plus solide, mais comme il pèse beaucoup plus lourd il a plus tendance à fléchir. D'autre part, sa prise au vent est plus grande.

Cerclages de cheminées

L'antenne a souvent intérêt, surtout à longue distance, à être le plus haut possible ; si on peut bénéficier d'un bâtiment déjà haut, on pourra se contenter d'un petit mât fixé au sommet du bâtiment. Les cheminées se prêtent admirablement à cet usage, mais comme une cheminée a des parois assez minces, pour éviter des scellements d'un solidité douteuse, on utilise des cerclages de cheminée.

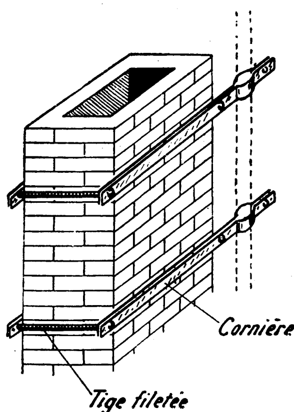


Fig. XI-7. — *Cerclage de cheminée*

Ce cerclage peut être réalisé avec quatre fers cornières de 25 × 25 × 3 de longueurs un peu supérieures au grand côté de la cheminée et assemblés par quatre tiges en fer rond de 15 filetées aux deux extrémités. Sur deux de ces tiges on assujettira des colliers pour y serrer le tube. Dans le commerce on trouve des cerclages composés de deux câbles entourant la cheminée et supportés

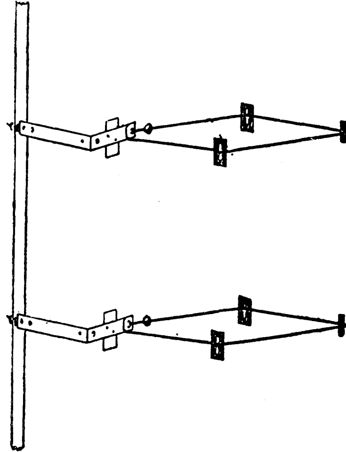


FIG. XI-8. — *Cerclage de cheminée. Permet le montage rapide et sans dégâts de tout mât d'antenne. Remplace avantageusement un scellement sans ébranler la cheminée.*

aux quatre coins par des plaques métalliques évitant le desserrage du câble par suite de la détérioration du matériau constituant les joints. Après deux de ces pièces de coin sont fixés les colliers serrant le mât.

Nous allons dire quelques mots d'un outil très précieux pour les expérimentateurs : le mât télescopique.

Mât téléscopique

Ce mât est formé de tubes pouvant pénétrer les uns dans les autres, lorsque le mât n'est pas en service, ce qui réduit sa longueur à la longueur de l'élément inférieur et le rend facilement transportable. Par la manœuvre d'un treuil on peut extraire les tubes les uns des autres et obtenir un mât qui, entièrement déployé, peut atteindre une douzaine de mètres et se tenir raide sans haubannage, Avec un bambou de 2 ou 3 mètres à l'extrémité, on peut atteindre une quinzaine de mètres.

La figure XI-9 montre comment est réalisé, en principe, le déploiement du mât.

Pour constituer un tel mât, il faudra utiliser du tube solide. Le tube de base pourra avoir 10 cm de diamètre et être constitué en duralumin de 4 à 5 mm d'épaisseur.

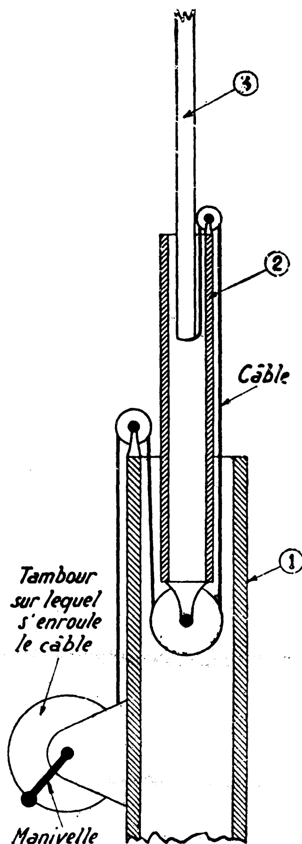


Fig. XI-9. — *Principe du mât télescopique. Mât formé de trois tubes.*

CHAPITRE XII

CADRES ET ANTENNES EN FERRITE

Cadres antiparasites

Un cadre est constitué par une ou plusieurs spires de fil ; chacune englobe une certaine surface qui, traversée par un champ magnétique, donne naissance à une tension induite donnée par la formule :

$$e + nS\ 2\ \pi f \sin \Theta\ .\ E \cos\ \omega t + \frac{\pi}{2}$$

où n est le nombre de spires du cadre,

S la surface d'une spire,

f la fréquence,

E la valeur de crête du champ magnétique,

Θ l'angle formé par la directıon du signal et la perpendiculaire au plan du cadre (fig. X-8).

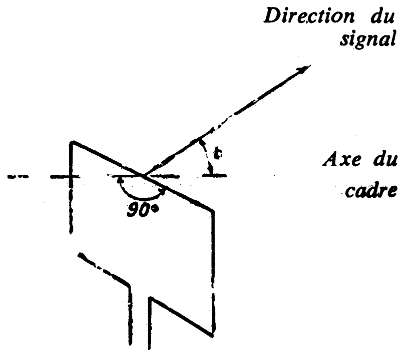


Fig. XII-1. — *La tension induite dans le cadre est proportionnelle au sinus de l'angle θ ; elle est maximum quand son plan est orienté en direction de l'émetteur.*

La tension recueillie est donc d'autant plus grande que le cadre est plus grand et comporte plus de spires ; d'autre part, elle est maximum quand le plan du cadre est dans la direction du signal. Cela peut s'expliquer en remarquant que, quand ce plan est perpendiculaire à la direction du signal, les tensions induites dans les deux brins verticaux sont égales et s'annulent, alors que quand il est dans la direction, l'un des côtés est plus près de l'émetteur que l'autre et reçoit un signal plus puissant ; on recueille alors la différence. Cette différence est évidemment minime, car le cadre est très petit, comparé à la distance qui le sépare de l'émetteur et à la longueur d'onde de l'émission captée ; mais il en serait autrement si la largeur était du même ordre de grandeur que la longueur d'onde du signal.

L'orientation permet donc de sélectionner des signaux provenant d'orientations différentes ou de rechercher la direction d'où provient un signal, puisque l'action sur le cadre passe de zéro à un maximum pour une rotation de 90° de celui-ci.

Si le cadre est influencé par une source de parasites, il peut être possible de l'orienter de façon que l'action de ceux-ci soit nulle (plan perpendiculaire à la direction de la source) et que le signal désiré ait une action suffisante ; cela exige que la direction de la source perturbatrice ne soit pas confondue avec celle du signal utile.

Le cadre peut donc devenir un auxiliaire précieux dans l'élimination des parasites qui troublent l'audition des stations de radiodiffusion. Mais encore faut-il, pour cela, qu'il fonctionne normalement, c'est-à-dire qu'il ne soit sensible qu'aux composantes magnétiques des champs dans lesquels il est plongé, et qu'il ne soit pas influencé par leurs composantes électriques, qui se transmettent par capacité. Quand il n'en est pas ainsi, on dit que le cadre présente un « effet d'antenne », effet qui détruit en partie les propriétés de directivité.

Cadres incorporés

A l'heure actuelle, on utilise beaucoup les cylindres de ferrite sur lesquels sont enfilés les enroulements servant de bobinages d'accord sur la fréquence de l'émission reçue. Ces cadres ont une excellente sensibilité. Le réglage de la self-induction des bobinages se fait en faisant coulisser la bobine sur le cylindre de ferrite. Si l'orientation du cylindre est possible par un système de manœuvre ramené sur la face avant du récepteur, on cherchera l'orientation qui donne le meilleur rapport signal-parasite. Dans les petits appareils, le bâtonnet d'antenne est fixe et c'est le récepteur entier qu'il faut orienter. Des cadres à air enroulés en spirale sur un cylindre ou en spires rectangulaires jointives sont également utilisés mais le cadre à basse impédance avec étage amplificateur reste encore le meilleur système sinon le plus esthétique.

Antennes en ferrite

Les récepteurs actuels de radiodiffusion utilisent presque exclusivement comme collecteur d'ondes des bâtonnets en ferrite sur lesquels sont enfilés les bobinages accordés sur la fréquence de l'onde à recevoir. On est arrivé, avec ce système, à obtenir : une bonne sensibilité du récepteur, un effet antiparasite certain et une autonomie du récepteur pour lequel les fils de descentes d'antennes ou de prise de terre n'ont plus de raison d'exister. Les récepteurs à transistors alimentés par piles peuvent être écoutés n'importe où, puisque leur coffret contient sous un volume parfois très restreint, tout ce qui est nécessaire à leur fonctionnement. Nous allons dire quelques mots du principe sur lequel repose le fonctionnement des antennes « ferrite ».

On sait qu'un champ magnétique peut être étudié, quant à sa topographie, par la formation de « spectres magnétiques » mettant en évidence des lignes de champ formées par des grains de limaille de fer. D'après l'espace où règne un champ d'induction magnétique « uniforme », le champ a la même intensité en tous les points de l'espace et les lignes de champ sont parallèles.

Si dans cet espace homogène caractérisé par sa perméabilité magnétique, où règne le champ uniforme, on introduit un corps de perméabilité différente, on constate une déformation des lignes de champ tendant à augmenter la densité de ces lignes dans le milieu doué de la plus grande perméabilité magnétique.

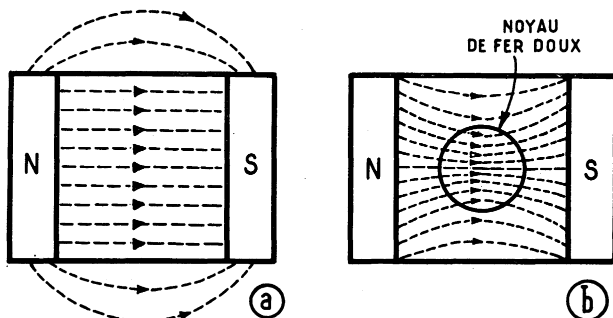


FIG. XII-2. — *En b les lignes de champ s'incurvent pour passer dans le noyau de matériau ferro-magnétique.*

On peut considérer qu'il existe deux sortes de substances : celles qui ne sont pas magnétiques et qui ont toutes une perméabilité égale à celle du vide et les substances dites « ferro-magnétiques » caractérisées par leur perméabilité relative qui est le rapport entre leur perméabilité et celle des substances non magnétiques.

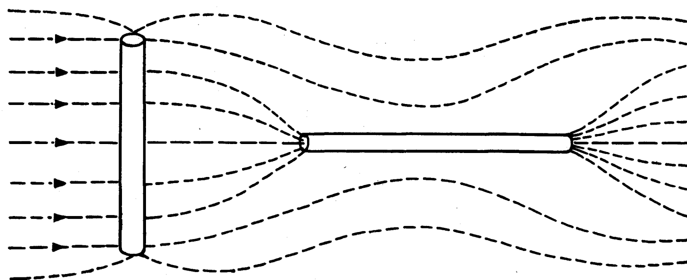


FIG. XII-3. — *Le barreau de ferrite n'est efficace que s'il est parallèle aux lignes de champ car celles-ci peuvent y effectuer un plus long parcours.*

Cette perméabilité relative, désignée par μr, caractérise l'efficacité d'une substance ferro-magnétique. Le flux d'induction, qui conditionne les phénomènes magnétiques et d'induction, est proportionnel à cette perméabilité. On pourrait dire que

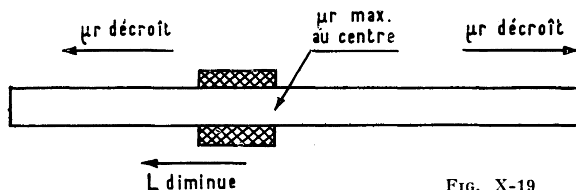


FIG. X-19

s'il passe 1 ligne de champ dans une section donnée d'une substance non magnétique, il en passera 1.000 dans la même section de substance pour laquelle μr = 1 000 et, à flux égal, il faudrait une section mille fois plus grande de substance non magnétique pour obtenir le même résultat qu'avec la substance de perméabilité μr.

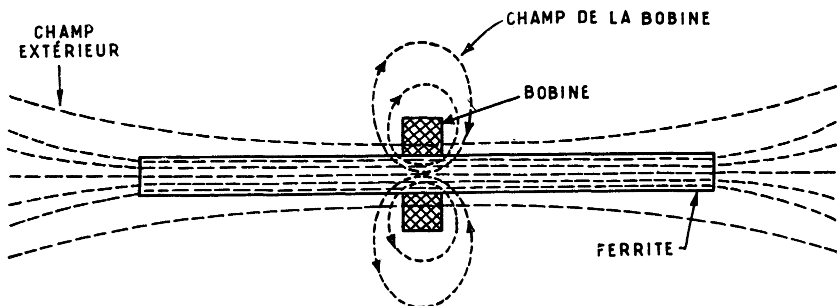


FIG. XII-4. — *L'influence de la perméabilité du barreau est grande pour le champ de l'émetteur, mais elle est de peu d'importance dans l'augmentation de l'inductance du bobinage car les lignes de champ effectuent un parcours très réduit dans le barreau, la plus grande partie de ce parcours ayant lieu dans l'air.*

S'il existe des variétés de fer au nickel (mumétal) pour lesquelles μr atteint 200 000, ces matériaux ne sont pas utilisables pour des fréquences excédant quelques dizaines de kHz. Aux fréquences radio, on utilise des ferrites, substances magnétiques à base d'oxydes d'aluminium et de métaux comme le nickel, le zinc, le manganèse, le magnésium, le cuivre, dont certains types sont encore efficaces à des fréquences de quelques centaines de MHz.

Pour les collecteurs d'ondes on utilise les bâtonnets de ferrite jusqu'à des fréquences de 2 MHz environ.

Les lignes de champ qui se déforment pour passer dans la ferrite où elles se trouvent, semble-t-il, plus à l'aise que dans l'air, ne le feront que si cela en vaut la peine ; autrement dit, si la portion de ligne de champ située dans la ferrite est la plus grande possible. Il faudra donc que le bâtonnet de ferrite ait son axe dans la même direction que celles des lignes de champ.

Si le bâtonnet a 1 cm de diamètre et 20 cm de longueur, il y aura 20 cm de ligne de champ dans la ferrite si son axe est parallèle aux lignes de champ et, 1 cm seulement au centre, si l'axe est perpendiculaire à la direction des lignes de champ.

Ceci explique la nécessité d'orienter les bâtonnets pour rechercher la meilleure réception possible. Comme les lignes de champ forment des cercles concentriques, dont le centre est occupé par l'antenne d'émission, en un point donné, les lignes de champ sont perpendiculaires à la direction de la station émettrice ; il faudra donc orienter le bâtonnet dans la direction est-ouest si la direction de l'émetteur est nord-sud.

On constate que c'est au centre du bâtonnet que la perméabilité relative est la plus grande. Comme l'inductance de la bobine est proportionnelle à μr, on pourra diminuer l'inductance de la bobine, donc ajuster sa valeur, en la faisant coulisser vers l'une ou l'autre des extrémités. En général, il y a plusieurs bobines sur la ferrite, une pour les P.O., l'autre pour les G.O. et il n'est possible de déplacer l'une et l'autre que vers une seule des extrémités.

On constate d'autre part que la perméabilité du barreau au centre est d'autant plus grande et se rapproche d'autant plus de la perméabilité relative maximale de la ferrite mesurée sur un circuit magnétique fermé, que le rapport de la longueur du bâtonnet à son diamètre est plus grand. Une valeur courante du rapport $\frac{l}{d}$ est 20 pour laquelle la valeur de μr se situe autour d'une valeur moyenne de 100 à 150.

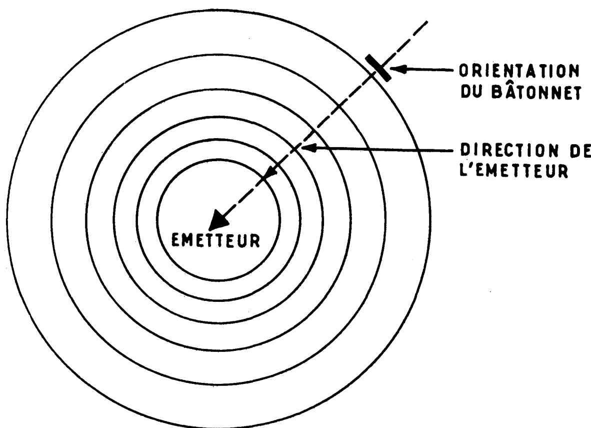


FIG. XII-5. — *Le barreau doit être orienté perpendiculairement à la direction de l'émetteur pour être parallèle aux lignes de champ.*

L'inductance de la bobine étant définie par la fréquence de l'émission que l'on désire capter et la valeur de la capacité du condensateur devant assurer la résonance, le fait d'introduire la ferrite dans la bobine oblige à diminuer le nombre de spires de la bobine par rapport à celui qui serait nécessaire pour une bobine sans ferrite.

Comme la tension induite dans la bobine est proportionnelle à l'inductance, il semblerait qu'il n'y ait aucun intérêt à utiliser un collecteur en ferrite. En réalité, il faut distinguer entre le rôle joué par la ferrite dans la concentration des lignes de champ provenant de l'émission reçue et celui qu'elle joue dans la

valeur de l'inductance de la bobine. Le champ d'induction de la bobine à la forme de tores dont la partie axiale serait occupée par la bobine et la plus grande partie des lignes de champ est dans l'air et non dans la ferrite qui ne joue un rôle qu'au centre de la bobine. La perméabilité moyenne pour ces lignes de champ, compte tenu de leur parcours dans l'air et dans la ferrite, est relativement faible, inférieure à 10 et la diminution du nombre des spires est donc beaucoup moins grande que si c'était la perméabilité du barreau valable pour le champ incident, qui intervenait. On retire donc, de ce fait, un gain certain de l'utilisation de l'antenne en ferrite, ce gain étant d'autant plus grand que la ferrite intervient moins dans la valeur de l'inductance de la bobine ; une bobine plate sera plus favorable qu'une bobine longue.

Quant à son effet antiparasite, il est dû au fait que les parasites se manifestent presque exclusivement sous forme de champ électrique (électrostatique) et que la ferrite n'a aucune propriété spéciale en ce qui concerne ce champ.

TABLE DES MATIÈRES

Pages

CHAPITRE III

Le brin rayonnant

Pages

CHAPITRE IV

Réaction mutuelle entre antennes accordées

CHAPITRE V

Diagrammes de rayonnement

CHAPITRE VI

Les antennes directives

CHAPITRE VII

Antennes pour stations mobiles

CHAPITRE VIII

Mesures à effectuer dans le réglage des antennes

Pages

CHAPITRE IX

Couplage de l'antenne à l'émetteur

CHAPITRE X

Pertes dans les antennes

CHAPITRE XI

Solutions mécaniques au problème des antennes rotatives

CHAPITRE XII

Cadres et antennes en ferrite

40,00

SOCIETE PARISIENNE
D'IMPRIMERIE
70, rue Compans, 75019 PARIS
Dépôt légal 1er trimestre 1976
N° imprimeur : 40
N° éditeur : 141

5.000 ex.

E.T.S.F.
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS